Entwicklung einer kontaktlosen Magnetkraftmikroskopie-Messtechnik für Gleich- und Wechselströme in integrierten mikroelektronischen Schaltungen

Vom Fachbereich Elektrotechnik der

Gerhard-Mercator-Universität-Gesamthochschule Duisburg

zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktor-Ingenieurs

genehmigte Dissertation

von

Dipl.-Ing. Rainer Weber

aus

Swisttal Morenhoven

Referent: Prof. Dr.-Ing. Erich Kubalek
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Edmund Gerhard

Tag der mündlichen Prüfung: 10. Dezember 2002

Danksagung

Die vorliegende Arbeit wurde von mir während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Angestellter im Fachgebiet Werkstoffe der Elektrotechnik der Gerhard-Mercator-Universität Duisburg angefertigt.

An dieser Stelle möchte ich ganz besonders dem Leiter des Fachgebiets, Herrn Prof. Dr.-Ing. Erich Kubalek dafür danken, dass er mir die Möglichkeit gab, diese Arbeit in seinem Fachgebiet durchzuführen. Die fachlichen und persönlichen Anregungen, aber auch die kompetente Unterstützung bei Problemlösungen und die häufigen Diskussionen haben maßgeblich zum Erfolg dieser Arbeit beigetragen.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Edmund Gerhard, Leiter des Fachgebiets Elektromechanische Konstruktion der Gerhard-Mercator-Universität Duisburg, danke ich herzlich für die Übernahme des Korreferates.

Herrn Dr.-Ing. Wolfgang Mertin danke ich ganz besonders für die hilfreichen konstruktiven Diskussionen und Hinweise zu dieser Arbeit.

Die Beiträge von Studien- und Diplomarbeiten haben es ermöglicht, diese Arbeit im hier vorliegenden Umfang zu realisieren. Ich möchte mich ganz herzlich bei den Studenten, Dipl.-Ing. Christian Ney, Dipl.-Ing. Claus Hartmann, cand.ing Frank Seifert, cand.ing Markus Neinhüs, cand.ing Niht Ilerie, cand.ing Holger Leutfeld, cand.ing Michael Urlich für ihren Einsatz bedanken.

Frau Dipl.-Phys. Anne-Dorothea Müller von der Firma Anfatec, Chemnitz, und ihrem Mann Falk Müller von der Universität Chemnitz danke ich sowohl für die hilfreichen Diskussionen bei der Neukonstruktion, als auch für die vielen hilfreichen Anregungen. Außerdem bedanke ich mich für die Sonderanfertigungen der Messsonden, wie die multifunktionalen Messsonden oder die Spezialbedampfungen der Messsonden.

Bei Dipl.-Ing. Ulf Behnke und Dipl.-Ing. Song Bae bedanke ich mich für die Einweisung in die Technik der am Lehrstuhl vorhandenen Rasterkraftmikroskope, sowie für die konstruktive Kritik und Anregung.

Ein besonderer Dank gilt Herrn Helmut Lebeau, der aufgrund seiner umfangreichen praktischen Erfahrungen entscheidend den Aufbau des neukonstruierten Testsystems prägte.

Vor allem bedanke ich mich für die hilfreiche Unterstützung bei der Entwicklung der Elektronik, aber auch bei der Lösung vieler Detailprobleme in deren Umfeld.

Herrn Ruppig und seinen Kollegen aus der mechanischen Werkstatt danke ich für die Metallarbeiten und die guten Verbesserungsvorschläge.

Herrn Udo Doerk und Herrn Horst Watzel möchte ich für den Aufbau und das Bonden der Testchips danken. Dem Fraunhofer Institut Duisburg danke ich für die Bereitstellung von Dil-Gehäusen.

Bedanken möchte ich mich auch bei allen Teilnehmern des BMBF Projektes „Neue Methoden zur Mikrocharakterisierung von Halbleiterbauelementen“ der Universitäten in Hamburg und Wuppertal. Vor allem jedoch gilt mein Dank Herrn Dipl.-Phys. Gunnar Zimmermann von der Firma Infineon AG, München, für die Bereitstellung von Proben und deren Präparation.

Bei Kerstin Fehr möchte ich mich für die hervorragenden Fotoarbeiten, sowie die Unterstützung bei der Probenpräparation bedanken. Mein Dank gebührt auch Herrn Udo Rau für die zahlreichen Elektronenmikroskopieaufnahmen von Proben und Messsonden.

Weiterhin möchte ich mich noch bei allen Kollegen des Fachgebiets für die konstruktiven fachlichen und außerfachlichen Diskussionen, sowie die kollegiale Zusammenarbeit und Unterstützung bedanken.

Besonderen Dank schulde ich meiner Freundin Andrea Ebach, die durch ihren Beistand und ihre Mithilfe einen großen Anteil am Gelingen dieser Arbeit hat.

Meinen Eltern danke ich für ihre Unterstützung und für ihr wohlwollendes Interesse an meinem Studium und meiner Promotion.

Zum Schluss möchte ich noch all denjenigen danken, die mich im Verlauf der Arbeit mit Ratschlägen, Geräten, Reparaturen oder anderen Dingen unterstützt haben und hier nicht explizit aufgeführt sind.

Inhaltsangabe

Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen VII

Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen und Abkürzungen VIII

1 Einleitung und Problemstellung 1

2 Grundlagen und Stand der Technik der Stromkontrast-messung 8

2.1 Betriebsarten des Rasterkraftmikroskops 13

2.2 Einführung in die Magnetkraftmikroskopie 17

2.3 Strommessung mit dem Magnetkraftmikroskop (MKM) 20

2.3.1 Allgemeine Betrachtung 20

2.3.2 Messungen von Gleichströmen 24

2.3.3 Messungen von Wechselströmen 26

2.4 Apparative Grundlagen eines Magnetkraftmikroskops 27

2.4.1 Prinzipieller Aufbau eines Magnetkraftmikroskops 27

2.4.2 Messsonden 28

2.4.3 Detektionseinheiten 31

2.4.4 Rastersystem für das Rasterkraftmikroskop 37

2.5 Stand der Technik bei der Strommesstechnik mit dem MKM 40

3 Realisierung einer Strommesstechnik 42

3.1 Aufbau des Testsystems 42

3.2 Verwendete Teststrukturen 50

3.2.1 ITG-Teststruktur 51

3.2.2 Leiterbahnen mit 75-1000 nm Breite (Fraunhoferstruktur) 52

3.2.3 Hochfrequenz-Koplanarleitungen 52

4 Evaluation geeigneter Messsonden 54

4.1 Messsonden 54

4.2 Versuchsdurchführung und Ergebnisse 58

4.3 Zusammenfassung 62

5 Realisierung einer neuen Gleichstrommesstechnik 64

5.1 Grundlagen und Messaufbau 64

5.2 Zusammenfassung 67

6 Realisierung einer hochfrequenten Strommesstechnik 68

6.1 Grundlagen und Messaufbau 70

6.2 Zusammenfassung 73

7 Untersuchung von Einflüssen auf die Strommessung 74

7.1 Einfluss der Hebelarmlänge 74

7.2 Einfluss der Rasterhöhe 76

7.3 Abhängigkeit der Messergebnisse von der Stromstärke 79

7.4 Einfluss der Spannung 80

7.5 Einfluss des Hebelarms 93

7.6 Anforderungen an eine optimale Strommesssonde 105

8 Demonstration der Leistungsfähigkeit der Messtechnik und des Testsystems 106

8.1 Stromnachweisgrenze und Messdauer 106

8.2 Ortsauflösung 109

8.2.1 Eine beschaltete Leiterbahn **109**

8.2.2 Zwei nebeneinander liegende Leiterbahnen **110**

8.2.3 Unterschiedliche Verdrahtungsebenen **112**

8.3 Zeitauflösung und Bandbreite 112

8.3.1 Gleichstrom **112**

8.3.2 Hochfrequenzmessungen **113**

8.4 Zusammenfassung 114

9 Praktischer Einsatz der neuentwickelten Testtechnik an einem IC der Firma Infineon 116

9.1 IC Präparation 117

9.2 Fehleranalyse 119

9.3 Weiterführende Messungen 123

9.4 Strommessungen an einem passivierten IC 125

9.5 Zusammenfassung **126**

10 Ausblick **127**

11 Zusammenfassung **131**

12 Literaturverzeichnis **134**

Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen

Al_2O_3	Aluminiumoxid-Keramik
Co	Kobalt
DMS	Dehnungsmessstreifen
EKM	Elektrisches Kraftmikroskop
FIB	eng. Focused Ion Beam
IC	Integrierte Schaltung
ITG	Informationstechnische Gesellschaft
MKM	Magnetkraftmikroskop
MP	Messpunkt
NdFeB	Neodym-Eisen-Bor Legierung
NF	Niederfrequent
Ni	Nickel
OBIRCH	eng. Optical Beam Induced Resistance Change
PC	Personalcomputer
RKM	Rasterkraftmikroskop
SNOM	eng. Scanning Near-Field Optical Microscope
SQUID	eng. Scanning Quantum Interference Device
VDE	Verein Deutscher Ingenieure
XMR	auf einem magnetoresistiven Effekt basierender Sensor

Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen und Abkürzungen

a	Leiterbahndicke
a_{L}	Abstand zweier Leiterbahnen
A	Fläche
A_0	Ortsauflösung
$A_{0\mathrm{min}}$	Ortsauflösungsgrenze
A_{Str}	Fläche einer Teststruktur
b	Breite des Hebelarms
b_{L}	Leiterbahnbreite
b_{S}	Strukturbreite
c	Federrate
c_1, c_2	Konstante
c_0	Lichtgeschwindigkeit
C	Kapazität
d	Dicke des Hebelarms
d_{B}	Dicke eines Bonddrahtes
d_{mag}	Dicke der magnetischen Schicht
$d_{\mathrm{mag,\ schutz}}$	Dicke der Schutzschicht
$\vec{D}$	Elektrische Erregung
E	Elastizitätsmodul
f	Frequenz
$\vec{F}$	Kraft auf die Messspitze
$\vec{F}_{\mathrm{el}}$	Elektrische Kraft / Coulombkraft
$F_{\mathrm{el,z}}$	Elektrische Kraft / Coulombkraft in z-Richtung

F_{Hebel}	Kraft auf den Hebelarm
$F_{\text{mag,z}}$	Magnetische Kraft in z-Richtung
$\vec{F}_{\text{res}}$	Resultierende Kraft auf die Messspitze
F_{Spitze}	Kraft auf die Messspitze
F_{z}	Kraft in z-Richtung
$F_{\text{z,res}}$	Resultierende Kraft in z-Richtung
$h\,;\, h_1;\, h_2$	Abstand der Messspitze von der Probenoberfläche / Rasterhöhe /Arbeitsabstand
h_{L}	Leiterbahnhöhe
h_{str}	Strukturhöhe
h_{sub}	Substratdicke
Δh	Hebelarmauslenkung, Amplitude
H	Betrag des magnetischen Feldes
$\vec{H}$	Magnetisches Feld
$H_{\text{x}};\, H_{\text{y}};\, H_{\text{z}}$	Komponenten des Magnetfeldes
$\hat{i}_{\text{NF}}$	Amplitude der niederfrequenten Stromstärke
$\hat{i}_{\text{T}}$	Amplitude der hochfrequenten Stromstärke
I	Stromstärke
I_{min}	Stromauflösungsgrenze
ΔI	Stromauflösung
I_{ges}	Gesamtstromstärke
I_{gleich}	Gleichstromstärke
I_{wechsel}	Wechselstromstärke
$K_{\text{ab}}\,;\, K_{\text{an}}\,;\, k_1\,;\, k_2\,;\, k_3$	Proportionalitätsfaktoren
l	Länge des Hebelarms
$l_{\text{Ü}}$	Länge des Hebelarmüberhangs

$\vec{m}$; $\vec{m}_0$	Magnetisches Dipolmoment
$\tilde{m}$	Modulationsgrad
m_0	Betrag des magnetischen Dipolmomentes
m_z	Betrag des magnetischen Dipolmomentes in z-Richtung
$\vec{M}$	Magnetisierung (der Messsonde)
N	Dipoldichte
Q	Mechanische Güte
P_{HF}	Leistung eines Hochfrequenzsignals
r	Radius der Leiterbahn
R_0	Radius des Messspitzenendes
$\vec{s}$	Weg
s_m	Messbereich
s, s_x, s_y, s_z	Verfahrweg
s_r, $s_{r,x}$, $s_{r,y}$, $s_{r,z}$	Rasterbereich
s_w, $s_{w,x}$, $s_{w,y}$, $s_{w,z}$	Wiederholgenauigkeit
Δs	Positioniergenauigkeit
$\vec{S}$	Stromdichte
t	Zeit
t_{int}	Integrationszeit
U	Spannung
U_0	Spannung zwischen Messspitze und Probenoberfläche
U_S	Spannung an der Messspitze
U_P	Spannung auf der Probenoberfläche
U_V	Versorgungsspannung
$U_\sim$	Modulationsspannung

v_R	Rastergeschwindigkeit
V_{Spitze}	Volumen der Messspitze
W	Energie
$W_{pot,LJ}$	Potenzielle Energie
x,y,z	Koordinaten des ausgezeichneten Koordinatensystems
z_h	Effektiver Abstand des Dipols zum Leiterbahnmittelpunkt
α	Proportionalitätsfaktor
α_{ML}	Winkel zwischen Leiterbahn und Messsonde
δ	Abstand des Dipols vom Ende der Messspitze
ε	Permittivität
λ	Wellenlänge
μ_0	Magnetische Feldkonstante
π	Kreiszahl
ρ	Dichte des Siliziums
φ	Phasenverschiebung zwischen Hebelarmschwingung und Referenzsignal
$\Delta\varphi$	Phasenverschiebung zwischen zwei Strömen
$\Delta\Phi$	Phasenänderung
χ_m	Magnetische Suszeptibilität
ω	Kreisfrequenz

1 Einleitung und Problemstellung

In den letzten Jahren hat eine rasante Entwicklung von Halbleiter-Bauelementen stattgefunden. Verbesserte Herstellungsmethoden, durch beständig gestiegenes physikalisches Wissen, ermöglichen die Produktion äußerst leistungsfähiger integrierter Schaltungen, ICs. Dies hat zur Folge, dass in fast allen technischen Geräten ICs zum Einsatz kommen. Die stetig gewachsene Anzahl an mobilen elektronischen Geräten verlangt von den ICs eine hohe Funktionalität bei geringem Energieverbrauch.

Zur Minimierung der Verlustleistung der ICs müssen die Strukturbreiten verkleinert werden [Klipstein 1997]. Seit den 60er Jahren haben sie sich nahezu alle 2 Jahre halbiert [Knapp 1997]. Dieser Trend wird sich auch in Zukunft weiter fortsetzen. Die Strukturbreiten heutiger Mikroprozessoren sind bereits bei b_s=130 nm angekommen [Intel 2002]. Sie sollen im Jahre 2003 die 100 nm-Grenze mit Strukturbreiten von b_s=90 nm unterschreiten [AMD 2002]. Im Jahre 2008 sollen die Strukturbreiten bei b_s=70 nm und im Jahre 2014 bei b_s=35 nm liegen [SIA 1999].

Zur Steigerung der Leistungsfähigkeit werden die Taktfrequenzen der ICs weiter steigen. So fand beispielsweise um die Jahrtausendwende ein Wettlauf um den ersten 1 GHz-Desktop-Prozessor zwischen Advanced Micro Devices (AMD) und Intel statt [Intel 1999, AMD 1999]. Heute ist bereits die 2 GHz-Grenze überschritten [Intel 2002], und im Labor wurden schon Transistoren für Prozessorfrequenzen von f=10 GHz auf Siliziumbasis demonstriert [Intel 2001]. Bei der Verwendung schnellerer III/V-Halbleiter sind bereits Frequenzen bis f=3 THz gezeigt worden [van der Weide 1993].

Um die Produktionskosten der Konsumgeräte zu senken, und gleichzeitig ihre Ausfallsicherheit und Funktionalität zu steigern, werden immer mehr Funktionen in einen Chip integriert, sogenannte „System on Chip“ [TSMC 2002, Long 2002, Chappell 2002, ChipPac 2002]. Dies hat einen enormen Anstieg der Komplexität der ICs zur Folge [SIA 1999]. Außerdem verkürzt sich trotz der gestiegenen Komplexität die Zeit eines Entwicklungszyklus von 36 Monaten im Jahre 1999 auf 32 Monate im Jahre 2002; im Jahre 2005 werden nur noch 30 Monate zur Verfügung stehen [SIA 1999].

Der hierdurch für die Hersteller entstehende Zeitdruck verlangt nach einer zeitoptimierten Entwicklung. Hierfür ist das schnelle Entdecken und Lokalisieren auftretender Fehler unerlässlich. Simulationen sind aufgrund teilweise nichtvorhandener Daten oder mangelndem Verständnis der Vorgänge nicht ausreichend [Sietmann 1995]. Messungen von außen sind bei

der Komplexität heutiger ICs wenig erfolgversprechend. Sie ermöglichen lediglich eine umfassende Funktionsanalyse; eine Fehlerlokalisation kann dagegen in der Regel nicht durchgeführt werden. Ein schaltungsinterner Test an beliebigen Messpunkten innerhalb des ICs ist somit nicht nur wünschenswert, sondern notwendig [Marcus 1990, Courtois 1993].

Kontaktbehaftete, chipinterne Messtechniken werden aufgrund der steigenden Frequenzen und der sinkenden Strukturbreiten in Zukunft immer mehr an Bedeutung verlieren, da die Funktionsweise der ICs durch die Kontaktierung derart beeinflusst wird, dass aussagekräftige Messungen nicht möglich sind [Zimmer 1999]. Versuche, mit Hilfe von Rasterkraft-mikroskopmesssonden eine Kontaktierung der kleinsten Leiterbahnen vorzunehmen, sogenanntes Picoprobing [Omicron 2000, Krieg 1999], befinden sich noch in der Entwicklung. Hierbei treten drei große Probleme auf:

- Das erste Problem ist die Kontaktierung derart kleiner Strukturen über einen längeren Zeitraum. Durch Drifteffekte in der Positioniereinrichtung kann die Position der Messsonden nicht gehalten werden.
- Eine weitere Schwierigkeit bei der Kontaktierung stellt das isolierende Oxid dar, das sich auf den zu untersuchenden Strukturen an Luft bildet.
- Das dritte große Problem liegt, wie bei allen kontaktierenden Messtechniken, in der Beeinflussung der Probe durch die angeschlossenen Messgeräte.

Für eine Strommessung muss außerdem die zu untersuchende Leiterbahn aufgetrennt werden, was in der Regel die Zerstörung des ICs bedeutet.

Zur Verifizierung der elektrischen Funktion benötigt man somit chipinterne, kontaktlose und damit zerstörungsfreie Messtechniken. Mit den vorhandenen Messtechniken hat man nur die Möglichkeit, Spannungen [Menzel 1983, Schöttler 1994, Fehr 1992] zu untersuchen. Zur Fehleranalyse ist jedoch die Kenntnis des fließenden Stroms erforderlich und wird zunehmend an Bedeutung gewinnen. Mit der Strommessung können verlustbehaftete Teilschaltungen innerhalb eines ICs entdeckt werden. Durch Veränderung dieser Teilschaltungen kann man so die Verlustleistung des ICs optimieren. Auch Kurzschlüsse und Leckströme innerhalb des ICs können mit Hilfe der Strommessung am schnellsten und effektivsten detektiert werden. Zur Strommessung an aktuellen Leiterbahnstrukturen von einer Breite unter b_s=1 µm, mit Frequenzen im GHz-Bereich und bei Strömen I <1 mA existiert zur Zeit kein Testsystem [Zimmer 1999]. Eine Befragung der Mitgliedsfirmen, der mit dieser Problematik befassten Fachgruppe „Kontaktloses Testen elektronischer

Bauelemente“ der Informationstechnischen Gesellschaft (ITG) des Verein Deutscher Ingenieure (VDI) ergab, dass die Entwicklung eines entsprechenden kontaktlosen Strommessverfahrens zur Zeit Priorität besitzt. So wird derzeit z.B. ein vom Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) gefördertes Projekt: „Neue Methoden zur Mikrocharakterisierung von Halbleiterbauelementen“ an der Gerhard-Mercator-Universität Duisburg in Zusammenarbeit mit der Infineon Technologie AG München durchgeführt.

Aufgrund der oben beschriebenen Tendenzen in der Halbleitertechnologie lassen sich einige Anforderungen an ein kontaktloses, IC-internes Strommessverfahren ableiten. Eine Gleichstrommesstechnik, die einige µA nachweisen kann, ist zur Untersuchung komplexer ICs erforderlich. Außerdem muss ein Strommessgerät, das in der Funktions- und Fehleranalyse eingesetzt werden soll, eine Möglichkeit aufweisen, hochfrequente Ströme im GHz-Bereich zu detektieren. Ein solches Testsystem sollte, um auch an den in der Zukunft stetig kleiner werdenden Leiterbahnen messen zu können, eine Ortsauflösung von A_0<100 nm besitzen.

Da der Stromfluss nicht direkt gemessen werden kann, hat man die Möglichkeit, über unterschiedliche physikalische Größen Rückschlüsse auf den Strom zu ziehen. Am sinnvollsten erscheint die Messung des durch den Stromfluss hervorgerufenen Magnetfeldes. Aber auch die durch den Stromfluss erzeugte Wärme, oder die durch externe Wärmeeinwirkung bedingte Widerstandsänderung in der Leiterbahn kann zur Auswertung herangezogen werden.

Eine sehr unpräzise, aber leicht zu handhabende und daher oft eingesetzte Messtechnik zur Entdeckung von Kurzschlussströmen ist die Liquid-Crystal-Testing-Technik [Blinov 1983, Picart 1990]. Bei dieser Technik können erwärmte Bereiche, zum Beispiel durch den erhöhten Stromfluss infolge eines Kurzschlusses hervorgerufen, in einem IC erkannt werden. Dabei ist die Ortsauflösung A_0 mit einigen 10 µm sehr schlecht.

Mit dem Elektronenstrahl-Tester (E-Beam) [Helmreich 1992], der heute zur kontaktlosen IC-internen Analyse elektrischer Spannungen eingesetzt wird, kann man über die Ablenkung der Sekundärelektronen das durch einen in der Leiterbahn fließenden Strom generierte Magnetfeld messen. Diese Messtechnik erreicht aber nur Stromauflösungen von ΔI_0>100 mA und ist somit für die Analyse heutiger integrierter Schaltungen unbrauchbar.

Eine weitere Strommesstechnik bietet ein auf dem SQUID-Effekt (eng. Scanning Quantum Interference Device) basierendes Messsystem [Vanderlinde 2000]. Hierbei wird der SQUID-

Sensor zur Auswertung des durch den Stromfluss erzeugten Magnetfeldes verwendet. Um extrem kleine Magnetfelder messen zu können, muss sich der Sensor im Ultrahochvakuum und unter extrem tiefen Temperaturen befinden. Der große Nachteil des Messsystems liegt in der geringen Ortsauflösung von ca. A_0=16 µm. Dies ist dadurch bedingt, dass der Sensor aufgrund der Vakuumkammer nur in sehr großem Abstand von h>10 µm an die Probe herangeführt werden kann. Somit ist dieses Gerät für die IC-interne Strommessung, mit Ausnahme einiger Spezialfälle, ebenfalls ungeeignet.

Eine andere Möglichkeit Ströme zu messen, jedoch nur einzelne Spezialfälle, ist das OBIRCH-System (eng. Optical Beam Induced Resistance Change). Es basiert auf der Widerstandsänderung einer Leiterbahn bei Erwärmung [Nikawa 2000]. Hierbei wird ein Laserstrahl über die Probe rasterförmig geführt, und mit Hilfe eines sehr empfindlichen Strommessgerätes wird die dabei auftretende Stromänderung an einem Ausgang des ICs gemessen. Somit können in Einzelfällen Kurzschlüsse entdeckt werden. IC-interne Messungen im Betrieb des ICs sind dagegen nicht möglich. Strommessungen an Leiterbahnen ohne Kontakt nach außen sind hiermit auch nicht durchführbar.

Andere Strommessverfahren basieren auf magnetooptischen Effekten, wie dem Kerr- [Pretorius 1997] oder Faradayeffekt [Elezzabi 1996], haben aber die Problematik der begrenzten Ortsauflösung, wie das elektrooptische Testen [Mertin 1994]. Abhilfe könnte hier das SNOM (eng. Scanning Near-Field Optical Microscopy) [Pohl 1995] schaffen, bei dem durch die Anwendung einer sehr scharfen Glasfaserspitze auch Messungen mit höherer Ortsauflösung möglich werden [Nikawa 1998]. Jedoch mangelt es derzeit an fundierten Erkenntnissen bezüglich der Strommessung, die eine Beurteilung dieser Testtechnik erlauben.

Die Vermessung des in der Leiterbahn fließenden Stroms durch Auswertung elektromagnetisch abgestrahlter Wellen mit Hilfe von Feldsonden in Form von Antennen ist nur für sehr hohe Arbeitsfrequenzen möglich. Niederfrequente- oder Gleichstrommessungen sind hiermit ausgeschlossen [Budka 1995, Gao 1997].

Die Auswertung des vom Stromfluss erzeugten Magnetfeldes mit Hilfe von Hall-Sonden zeigte eine Ortsauflösung von A_0=1 µm bei I=1 mA Stromfluss [Oral 1996]. In wieweit die Hall-Sonden hochfrequenztauglich sind, kann derzeit nicht gesagt werden. Außerdem stellt die Miniaturisierung dieser Sonden technologisch einige Probleme dar. Ob diese in der näheren Zukunft schneller zu lösen sind, als die Strukturbreiten der zu untersuchenden ICs sinken, ist fraglich.

Das o.g. Problem der Miniaturisierung verhindert auch den Einsatz sogenannter Fluxgate-Sensoren [Wende 1999]. Diese bestehen aus einer Halbleiterspule und können über Verstimmungen der Resonanzfrequenz infolge des auf sie wirkenden Magnetfeldes diese Magnetfelder sehr präzise vermessen. Ihre Miniaturisierung ist allerdings vollständig an die Entwicklung der Halbleiterindustrie gekoppelt, so dass sie niemals kleiner werden können als die zu untersuchenden Leiterbahngeometrien. Die erforderliche Ortsauflösung von unter A_0=100 nm ist somit derzeit ausgeschlossen [Wende 1999].

Eine sehr vielversprechende Alternative stellt die Vermessung der durch den Stromfluss generierten Magnetfelder mit Hilfe der XMR-Sensoren [van den Berg 1996, Mattheis 1999] dar. Hierbei wird der in den 80er Jahren entdeckte magneto-resistive Effekt ausgenutzt. Die XMR-Sensoren werden zur Zeit überwiegend in Festplattenköpfen eingesetzt. Mit ihnen konnten bereits Stromauflösungen von ΔI_0=10 µA [Bae 1998, Bae 2001], Ortsauflösungen von A_0=2 µm und Frequenzen bis f=2 MHz gezeigt werden [Bae 2000]. Das größte Problem dieser Messtechnik besteht darin, geeignete Sensoren herzustellen. Aufgrund der zu erwartenden hohen Entwicklungskosten ist zur Zeit nicht mit einer schnellen Realisierung zu rechnen.

Eine noch vielversprechendere Alternative wurde bereits 1994 vorgestellt. Hierbei wird eine Variante des Rasterkraftmikroskops, das Magnetkraftmikroskop (MKM) [Campbell 1994], zur Untersuchung der durch den Stromfluss erzeugten Magnetfelder verwendet. Das MKM rastert eine sehr feine magnetische Messspitze in einem sehr geringen Abstand (h=50 nm bis h=100 nm) über die Probenoberfläche und misst die durch die Magnetfelder hervorgerufenen Kräfte [Sarid 1991]. Somit bietet das MKM mit einer maximalen Ortsauflösung von derzeit A_0=0 nm [Grütter 1990] beste Voraussetzungen, sich als Testtool für die Strommessung in der Halbleiterindustrie zu etablieren.

Zur Beschreibung der Kraftwechselwirkungen beim MKM dient das Dipolmodell [Hartmann 1989], in dem man die magnetische Messspitze als einen einzelnen magnetischen Dipol annimmt. Zur Strommessung wurden Messspitzen aus Silizium verwendet, die durch Eintauchen in eine Schmelze aus einer Eisenlegierung (NdFeB) als magnetischer Sensor [Campbell 1994] brauchbar gemacht wurden. Damals zeigte sich, dass Standard-Messspitzen mit einem aufgedampften magnetischen Film, wie sie üblicherweise für das MKM verwendet werden, für die Strommessung nicht geeignet sind. Unter diesen Voraussetzungen konnten an Leiterbahnen der Breite b_L=2 µm Gleichströme von I=1 mA und niederfrequente

Wechselströme von I=1 µA gemessen werden [Campbell 1994]. Hochfrequente Messungen sind mit diesen Messsonden ausgeschlossen.

Eine kritische Betrachtung der Theorie des MKM zeigt dagegen mehrere, im Dipolmodell vernachlässigte Einflüsse. So wird in dem Dipolmodell [Hartmann 1989] die gesamte Magnetisierung der Messspitze als ein konstanter magnetischer Dipol angenommen. Bei genauer Betrachtung stellt man jedoch fest, dass die Größe des Dipols nicht unabhängig von der Größe des außen anliegenden magnetischen Feldes sein kann [Sueoka 1991]. Die daraus resultierenden nichtlinearen Effekte begründen die Hoffnung, dass es mit Standard-Messsonden möglich sein wird, hochfrequente Ströme zu messen. Im Verlauf der Arbeit bestätigten auch anderen Gruppen diese These durch hochfrequente Magnetfeldmessungen [Proksch 1999]. Des weiteren geht das Modell nur von einem einzigen Dipol aus, der sich im unteren Bereich der Messspitze befindet. Da jedoch die gesamte Hebelarmunterseite mit einem magnetischen Material bedampft ist, kann man auch hier davon ausgehen, dass weitere Modellanpassungen erforderlich sind.

Im Rahmen dieser Arbeit wird deshalb ein Messsystem, basierend auf der Magnetkraftmikroskopie, entwickelt. Mit ihm soll es möglich sein, Ströme in integrierten Halbleiterbauelementen kontaktlos zu bestimmen. Außerdem findet eine Anpassung der bestehenden Theorie zur Beschreibung der Wechselwirkungen des MKM an die Bedürfnisse der Strommessung mit dem MKM statt. Schwerpunkt soll vor allem die Verbesserung der bisher erzielten Leistungsparameter sein, sowie die Evaluierung des Systems für die Messung hochfrequenter Ströme. Zunächst findet eine kritische Analyse eines existierenden Rasterkraftmikroskop-Testsystems, das für die Anwendung von XMR-Sensoren konzipiert war [Bae 1999], statt. Daran schließt sich die Weiterentwicklung des Systems für den Einsatz zur Funktions- und Fehleranalyse in integrierten Schaltungen an. Aufgrund der Abgeschlossenheit dieses Messsystems folgt, basierend auf den Erfahrungen, die Neukonstruktion eines, speziell auf die Belange der Strommessung ausgerichteten, optimierten Messsystems. Dabei werden das gleiche physikalische Prinzip und die gleichen Messsonden zur Anwendung kommen, so dass die Messergebnisse übertragbar sind. Mit der Charakterisierung der Messtechnik an sich kann parallel zum Aufbau des neuen Gerätes begonnen werden.

Bei der Konstruktion des neuen Gerätes ist auf größtmögliche Modularität, sowie auf freien Zugang zu allen eingesetzten Programmquellcodes zu achten. Hierdurch soll die Möglichkeit

gewahrt bleiben, auf zukünftige Entwicklungen, wie sie zum Beispiel der Nadelsensor [Bartzke 1993] darstellt, reagieren zu können.

Zur Lösung der Aufgaben beinhaltet Kap. 2 die Vorstellung der physikalischen und apparativen Grundlagen eines Rasterkraftmikroskops und der Strommesstechnik. Außerdem wird der Stand der Technik diskutiert.

In Kap. 3 folgt die Beschreibung der beiden im Rahmen der Arbeit realisierten Messsysteme. Zunächst werden kurz die notwendigen Modifikationen an dem bestehenden Messaufbau erläutert, die Schwächen im Anschluss diskutiert, und anhand derer die Neukonstruktion vorgestellt.

In Kap. 4 schließt sich die Evaluation einiger, zur Zeit kommerziell verfügbarer und prinzipiell geeigneter Messsonden an.

In den beiden darauf folgenden Kapiteln 5 und 6 ist die in dieser Arbeit neu entwickelte Gleichstrommesstechnik, sowie erstmals eine hier neuentwickelte Hochfrequenzmesstechnik dargestellt.

Kap. 7 stellt Einflüsse auf die neuentwickelte Strommesstechnik vor. Es werden neben den, gemäß dem vorgestellten Dipolmodell erwarteten Parametern auch einige andere Störeinflüsse untersucht. Es folgt ihre theoretische Erklärung anhand von Modellerweiterungen und die Entwicklung von Lösungen zu deren Eliminierung.

In Kap. 8 schließt sich die Charakterisierung des entwickelten Messsystems, sowie der Vergleich zwischen den zu erwartenden Testcharakteristika und den messtechnisch erreichten Werten an.

Kap. 9 zeigt eine Fehleranalyse an einem realen Problem.

Da beiden Messsystemen eine neue Messtechnik zugrunde liegt, und es sich bei beiden Geräten um Neuentwicklungen handelt, steht außer Frage, dass sich weitere Untersuchungen und Entwicklungen an diese Arbeit anschließen müssen. Diese werden im Ausblick in Kap. 10 vorgestellt, bevor in Kap. 11 die erzielten Ergebnisse der Arbeit noch einmal zusammenfassend dargestellt sind.

2 Grundlagen und Stand der Technik der Stromkontrastmessung

Das Rasterkraftmikroskop (RKM) wurde 1986 von Binning u.a. [Binning 1986] vorgestellt. Es ermöglicht eine topografische Abbildung nichtleitender Oberflächen mit atomarer Ortsauflösung [Albrecht 1988]. Das physikalische Prinzip des RKM beruht auf der Auswertung der lokalen Kraftwechselwirkung zwischen Oberflächenkräften der Probe und einer atomar feinen Messspitze. Hierzu wird die Messsonde, in der Regel bestehend aus einer an einem Hebelarm befestigten Messspitze und einem Trägerkörper, zeilenweise über die Probenoberfläche gerastert. An jedem Punkt entlang des Rasterpfades wird die lokale, auf die Messspitze wirkende Kraft aufgenommen.

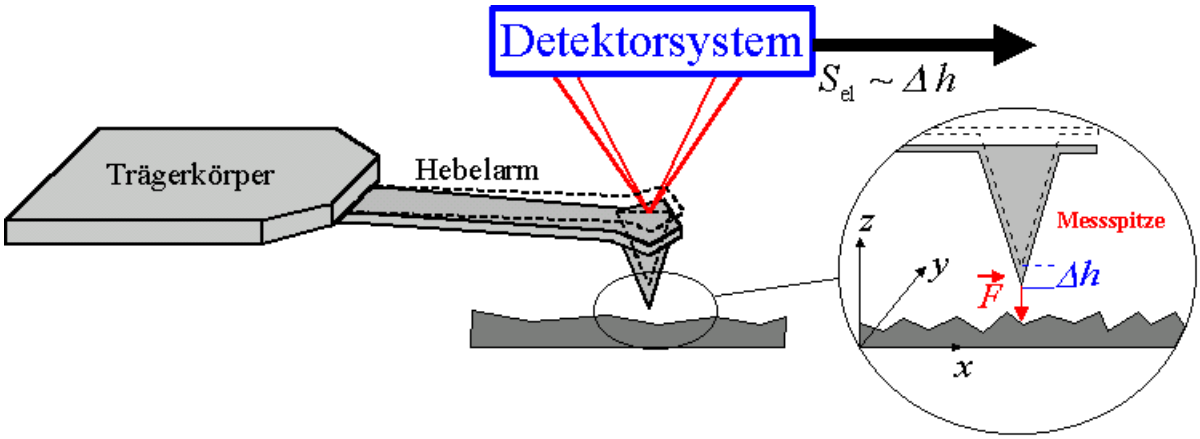


Bild 2.1: Funktionsprinzip des Rasterkraftmikroskops

Die auf die Messspitze wirkende Kraft $\vec{F}$ führt zu einer Verbiegung $\Delta\vec{h}$ des Hebelarms. Diese Verbiegung ist nach dem Hookschen Gesetz proportional der wirkenden Kraft [Braun 1990]

$$\vec{F} = c \cdot \Delta\vec{h} \,. \qquad (2.1)$$

Die Größe c entspricht dabei der Federrate des Hebelarms. Diese lässt sich aus der Geometrie (b Breite; d Dicke; l Länge) und dem Material (E Elastizitätsmodul) des Hebelarms berechnen [Nanosensors 2000] und ist für einen Rechteckquerschnitt

$$c = \frac{E \cdot b \cdot d^3}{4 \cdot l^3} \,. \qquad (2.2)$$

Durch den Einsatz unterschiedlicher Messsonden und Rasterhöhen können verschiedene Kräfte untersucht werden. Prinzipiell ist es möglich, jede beliebige Kraft zu messen. Bislang werden hauptsächlich die atomaren, die elektrischen [Sarid 1991] und die magnetischen Kräfte [Saurenbach 1990, Löhndorf 1996, Pratzer 2001, Hartmann 1994] für Untersuchungen genutzt. Diese werden kurz vorgestellt.

Atomare Kraft

Beträgt der Abstand der Messspitze zur Probenoberfläche weniger als einige Nanometer, so treten anziehende und abstoßende Kräfte auf, die mit steigendem Abstand sehr stark abnehmen. Sie werden deshalb als „Kräfte im Nahfeld“ bezeichnet. Bereits bei einem Abstand weniger Nanometer sind sie praktisch abgeklungen. Die Ursache der anziehenden Kräfte sind die van-der-Waals-Kräfte [Robrock 1990], welche die Wechselwirkungen zwischen elektrischen Dipolen beschreiben. Ihre Entstehung liegt in der Änderung der Ladungsverteilung begründet [Binning 1986].

Die abstoßenden Kräfte werden durch die Überlagerung der Elektronenhüllen und der daraus resultierenden quantenmechanischen Effekte, wie der Verletzung des Pauli-Prinzips, generiert [Meyer 1992]. Daneben treten noch weitere Wechselwirkungen, wie die van-der-Waals Kraft, auf. Die resultierende atomare Kraft $\vec{F}_{\mathrm{res}}$ kann so nach dem Lennard-Jones-Modell [Lennard 1932] berechnet werden zu

$$F_{\mathrm{res}} = -\frac{\delta W_{\mathrm{pot,LJ}}}{\delta h} = \frac{K_{\mathrm{ab}}}{h^{13}} - \frac{K_{\mathrm{an}}}{h^{7}}. \qquad (2.3)$$

In Gleichung 2.3 sind K_{ab} und K_{an} Proportionalitätsfaktoren für die jeweiligen abstoßenden bzw. anziehenden Kräfte. Der Verlauf der resultierenden Kraft in Abhängigkeit vom Abstand (Bild 2.2) zeigt, dass sich bei einem Abstand der Atomkernmittelpunkte im Subnanometerbereich ein Kräftegleichgewicht zwischen anziehenden und abstoßenden Kräften einstellt.

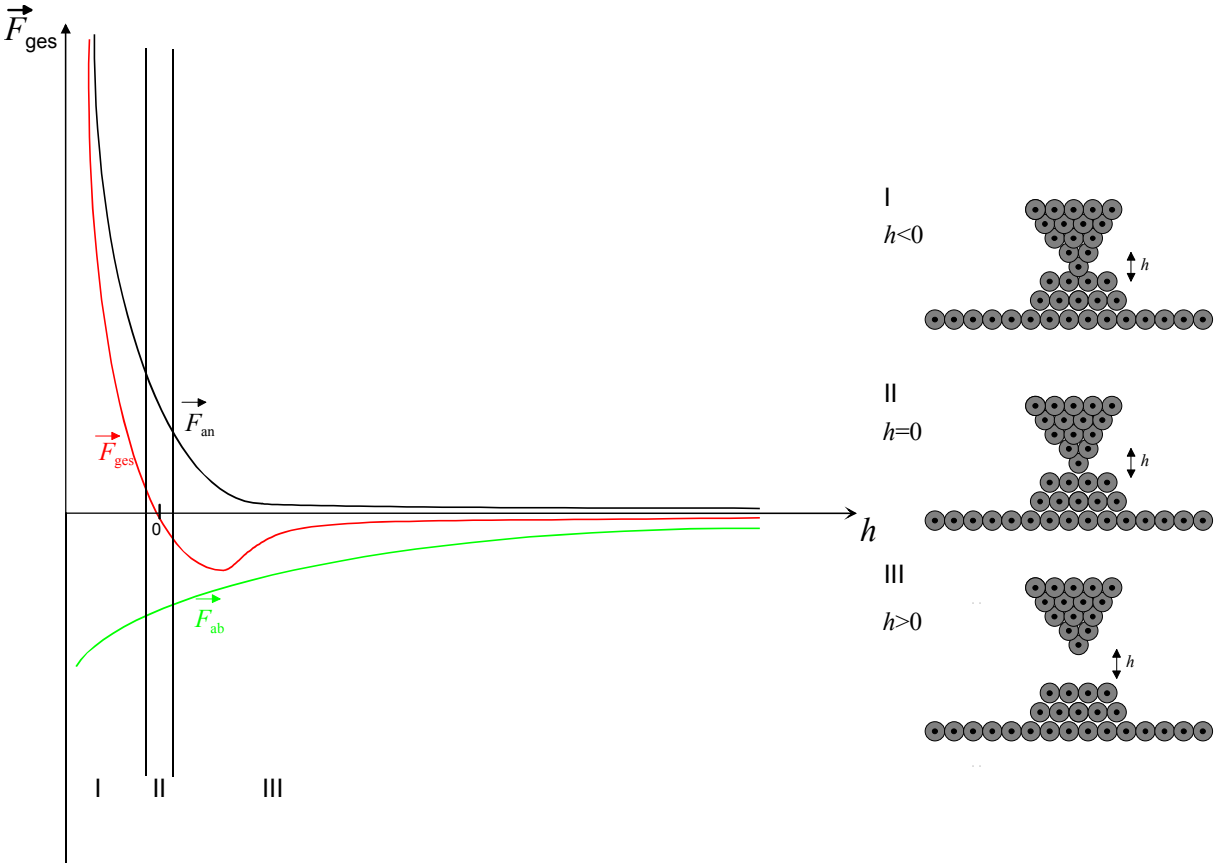


Bild 2.2: Verlauf der resultierenden Kraft $\vec{F}_{ges}$ im Nahfeld nach dem Lennard-Jones-Modell.

Befindet sich eine RKM-Messspitze in die Nähe der Probenoberfläche, wird sie idealerweise in den Arbeitspunkt h=0 gezogen, wo die resultierende Kraft $\vec{F}_{ges}$ null ist. Beim Rastern der Sonde über die Probenoberfläche führt eine topografische Erhöhung zu einer Verringerung des Abstandes zwischen Messspitze und Probenoberfläche. Dadurch dominieren dann die abstoßenden Kräfte auf die Messspitze, woraus eine messbare Bewegung der Messspitze und somit des Hebelarms resultiert. Bei einer topografischen Vertiefung werden die anziehenden Kräfte auf die Messsonde dominant und ziehen die Messspitze in den Arbeitspunkt. Daraus resultiert eine messbare, entgegengesetzte Verbiegung des Hebelarms. Dabei ist zu erwähnen, dass sowohl die Rückstellkraft des Hebelarms, als auch die Schwerkraft, sowie äußere elektrische oder magnetische Felder eine Verschiebung des Arbeitspunktes bewirken können. Somit ist eine exakte Bestimmung des sich in einer Messung einstellenden Abstandes nicht möglich. Eine wesentlich umfangreichere Beschreibung der vorgestellten Problematik ist in [Sarid 1991, Koutsos 1994, Sokolov 1994] dargestellt.

Wird die Messsonde im Arbeitspunkt über die Oberfläche geführt, bezeichnet man dies als Messung im Kontaktmodus. Er wird zur topografischen Abbildung von Oberflächen mit einer

Auflösung bis in den atomaren Bereich eingesetzt [Schwarz 2000, Ohnesorge 1993]. Daneben existieren weitere topografische Abbildungsverfahren, die später eingehend erläutert werden.

Elektrische Kraft

Neben der atomaren Kraft kann man durch Verwendung einer leitfähigen Messsonde auch eine elektrische Kraft, die Coulomb-Kraft, zwischen der Probenoberfläche und der Messspitze aufzeichnen. Da die Reichweite der elektrischen Kraft [Sarid 1991] sehr viel größer ist, als die der atomaren Kraft, können in einem Abstand von h>10 nm die elektrischen Kräfte nahezu beeinflussungsfrei gemessen werden. Aufgrund des größeren Arbeitsabstandes gehört diese Kraft zu den so genannten „Kräften im Fernfeld“.

Das einfachste Modell zur Beschreibung der Kraftwechselwirkung zwischen Messspitze und Probenoberfläche stellt das Plattenkondensatormodell dar [Hou 1992].

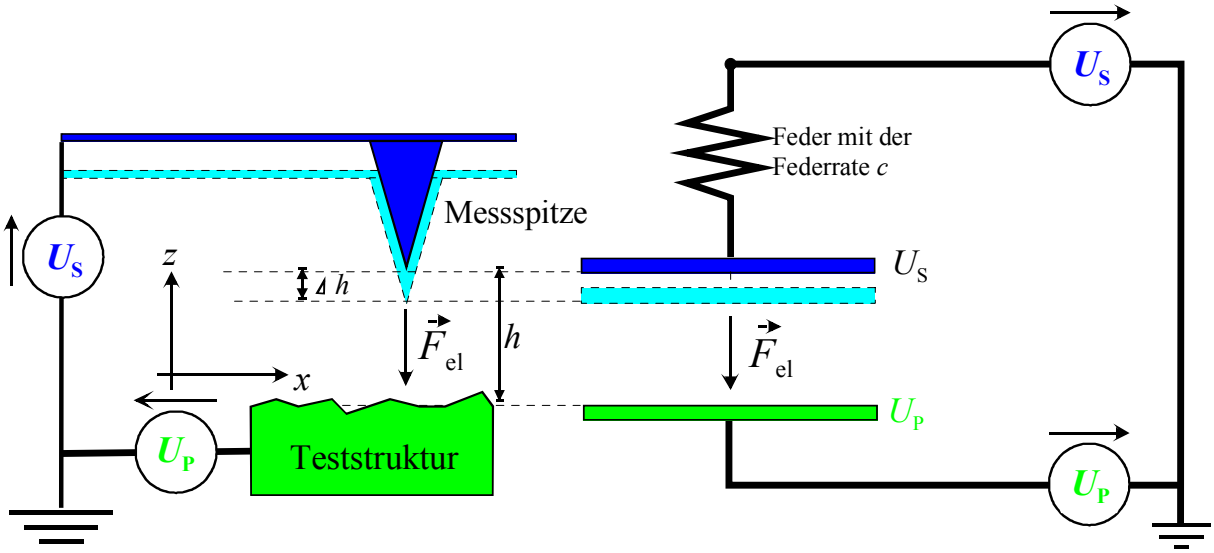


Bild 2.3: Plattenkondensatormodell

Hierbei geht man davon aus, dass der Abstand h der Messspitze zur Probenoberfläche so gering ist, dass das Messspitzenende mit dem Radius R_0 mit der Probenoberfläche einen Plattenkondensator bildet. Die Spannung U_0 ist die Differenz zwischen der Spannung an der Messspitze U_S und der Spannung auf der Probe U_P bezogen zur Masse.

$$U_0 = U_S - U_P \tag{2.4}$$

Die Kraft zwischen Messspitze und Probenoberfläche auf die einzelnen Elektroden mit dem Radius R und einem Abstand h kann man mit Hilfe der Maxwellschen Gleichungen [Wolf 1997] zu

$$\vec{F}_{\mathrm{el}} = \frac{\varepsilon \cdot \pi \cdot R_0}{2 \cdot h} \cdot U_0^2 \cdot \vec{e} \qquad (2.5)$$

bestimmen ($\vec{e}$ Einheitsvektor). Hiermit ist es möglich, Dotierstoffkonzentrationen [Isenbart 2001, Born 2000] und Potenzialverteilungen zu untersuchen [Leyk 1998, Bridges 1992, Böhm 1995].

Magnetische Kraft

Die magnetische Kraft ist neben der elektrischen Kraft die zweite bedeutende Kraft im sogenannten Fernfeld [Hartmann 1994]. Zum Messen dieser Kraft kommen Messsonden zum Einsatz, bei denen sowohl die Messspitze, als auch der Hebelarm aus ferromagnetischem Material bestehen [Lemke 1990, Göddenhenrich 1990], oder mit einem ferromagnetischen Film beschichtet sind [Rugar 1990, Mamin 1989, den Boef 1990, Seneoka 1991]. Da die Reichweite der magnetischen Kräfte ebenfalls größer als die der atomaren Kräfte ist, wird ein Abstand zwischen Messspitze und Probenoberfläche von h>10 nm gewählt. So können die atomaren Kraftwechselwirkungen vernachlässigt werden [Martin 1987]. Bei Rasterung der Messsonde mit der Magnetisierung $\vec{M}$ über der Probenoberfläche wird die Messsonde durch das magnetische Feld $\vec{H}$ angezogen oder abgestoßen.

Die Magnetisierungsenergie der ferromagnetischen Messsonde ergibt sich zu [Hartmann 1989]:

$$W = \mu_0 \cdot \int_{\mathrm{V_{Spitze}}} \vec{H} \cdot \vec{M} dV \,. \qquad (2.6)$$

Die Magnetisierung $\vec{M}$ ergibt sich nach Gleichung 2.6 als Summe über das Produkt der Dipoldichte N_{i} mit dem magnetischen Dipolmoment $\vec{m}$ jeder Dipolsorte [Kubalek 2000],

$$\vec{M} = \sum_{i=1}^{Z} N_{\mathrm{i}} \cdot \vec{m}_{\mathrm{i}} \,. \qquad (2.7)$$

Die Energie W ist definiert als Kraft $\vec{F}$ mal Weg $\vec{s}$ [Stöcker 1998],

$$W = \vec{F} \cdot d\vec{s} \,. \tag{2.8}$$

Mit dieser Definition ergibt sich für die Kraft als Gradient der Energie W

$$\vec{F} = -grad\, W = -\left(\frac{\partial W}{\partial x}, \frac{\partial W}{\partial y}, \frac{\partial W}{\partial z} \right). \tag{2.9}$$

Diese Beschreibung ist aus Gründen ihrer Komplexität für den praktischen Gebrauch nicht geeignet. Ein einfacheres Modell wird in Kapitel 2.2 vorgestellt.

2.1 Betriebsarten des Rasterkraftmikroskops

Das Rasterkraftmikroskop (RKM) kann in zwei verschiedenen Modi, dem bereits zuvor erwähnten Kontaktmodus („Contact Mode“) oder im so genannten Nicht Kontaktmodus („Non Contact Mode“) [Howland 1997] betrieben werden. In diesem Abschnitt werden die unterschiedlichen Betriebsmodi und ihre hauptsächlichen Einsatzgebiete vorgestellt.

Kontaktmodus („Contact Mode“)

Zur Messung im Kontaktmodus wird die Messsonde in das Nahfeld der Probenoberfläche gebracht. Dabei wird die Messsonde nach dem Lennard-Jones-Modell in einem stabilen Arbeitspunkt gehalten, in dem sich ein Kräftegleichgewicht einstellt. In diesem Arbeitspunkt wirkt keine resultierende, auslenkende Kraft auf den Hebelarm. Die Spitze der Messsonde befindet sich in einem Abstand von ca. h=0,25 nm über der Probenoberfläche. Wird die Messsonde über die Probe gerastert, folgt die Messspitze, wie oben beschrieben, der Probenoberfläche. Über eine Regelung kann die Verbiegung des Hebelarms, und somit die auf die Messspitze wirkende Kraft, konstant gehalten werden. Die Positionierung der Messsonde im Bezug zur Probenoberfläche erfolgt durch Piezostellglieder. Dadurch wird die Messsonde der Oberfläche nachgeführt und bildet diese ab. Üblicherweise wird nicht die Kraft bzw. das der Kraft proportionale Signal der Detektoreinheit aufgezeichnet, sondern das Regelsignal. Dieses Regelsignal entspricht der Oberflächenstruktur der Probe. Bild 2.4 zeigt schematisch die Funktionsweise dieses Modus. Die Probe ist hellgrau dargestellt, das Nahfeld der Probenoberfläche dunkelgrau und die Position des Messspitzenendes während des

Rastervorgangs rot. Die obere schwarze Linie verdeutlicht die Längenausdehnung des Piezostellgliedes während des Rastervorgangs.

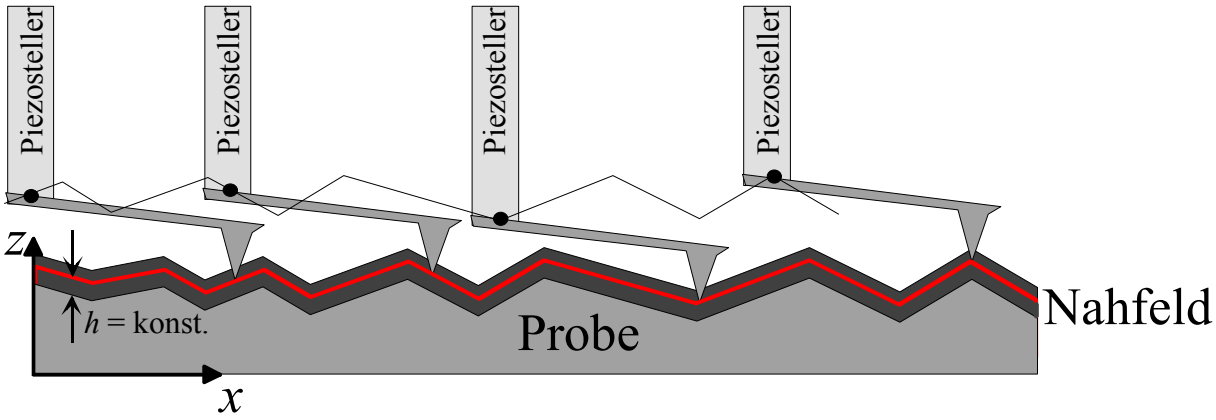


Bild 2.4: Prinzip des Kontaktmodus

Nicht-Kontaktmodus („Non Contact Mode“)

Bei Messungen im Nicht-Kontaktmodus [DI 1998] nutzt man die Eigenschaft, dass die Messsonde, bestehend aus dem an einem Trägerkörper befestigten Hebelarm mit einer an seinem Ende befindlichen Messspitze, ein schwingungsfähiges System mit hoher mechanischer Güte darstellt [Leyke 1998]. In Bild 2.5 ist die Übertragungsfunktion der Messsonde dargestellt.

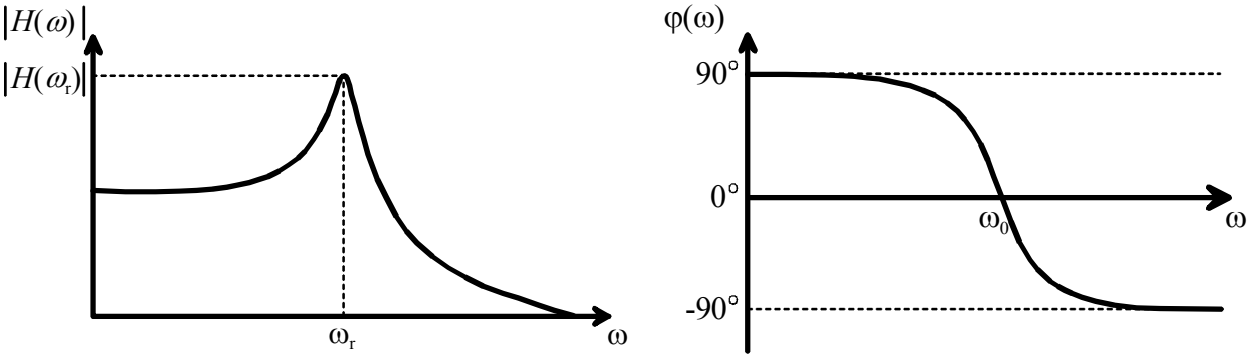


Bild 2.5: Übertragungsfunktion einer RKM-Messsonde
ω_r Resonanzfrequenz; ω_0 Eigenfrequenz; φ Phase der Auslenkung

Die Resonanzstelle ist in Bild 2.5 deutlich zu erkennen. In diesem Punkt ist bei gleichbleibender Anregung die Schwingungsamplitude $|H(\omega_r)|$ des Hebelarms am größten. Darüber hinaus weist die Messsonde ein Tiefpassverhalten auf, das in ihrer Massenträgheit

begründet ist. Der Phasenverlauf weist bei der Eigenfrequenz einen Phasensprung von φ=180^0 auf.

Aufgrund des Schwingungsverhaltens der Messsonde ergibt sich diese grundlegend andere Art der Topografieabbildung, der so genannte Nicht-Kontaktmodus. Dabei wird die Messsonde über ein Piezostellglied zum Schwingen angeregt. Dies geschieht durch ein, dem Regelsignal überlagertes, niederfrequentes Schwingungssignal, das der Resonanzfrequenz der Messsonde entspricht. Der Abstand zwischen Messsonde und Probenoberfläche vergrößert sich. Im Verlauf der Rasterung taucht, wie in Bild 2.6 dargestellt, die Messspitze immer wieder kurz in den Nahfeldbereich ein, und das Schwingungsverhalten der Messsonde ändert sich mit dem Abstand zur Probenoberfläche. Hierbei ändern sich folgende Parameter: die Resonanzfrequenz, die Amplitude und die Phase der Schwingung. Jede dieser Größen kann zur Regelung verwendet werden. Mit den Piezostellgliedern wird die entsprechende Größe auf einen konstanten Wert geregelt. Üblicherweise wird als Regelsignal das Phasensignal ausgewertet, da hier sowohl der größte Anstieg der Messwerte, als auch ein eineindeutiger Zusammenhang zwischen der Kraft $\vec{F}$ und der Messgröße besteht. Dieses Signal ist dabei proportional dem Gradienten der auf die Messspitze wirkenden Kraft [Sarid 1991]. Bei Betrachtung der Geometrie des Hebelarms mit der mechanischen Güte Q [Nanosensors 2001, MDT 2000] muss sich auf die z-Komponente beschränkt werden [Hartmann 1989]. Somit ist die Phasenverschiebung der Hebelarmschwingung:

$$\Delta\varphi = \frac{Q}{c} \cdot \frac{\partial F}{\partial z} \quad . \tag{2.10}$$

Dabei ist es möglich, analog dem Kontaktmodus, über das Regelsignal die Topografie aufzunehmen.

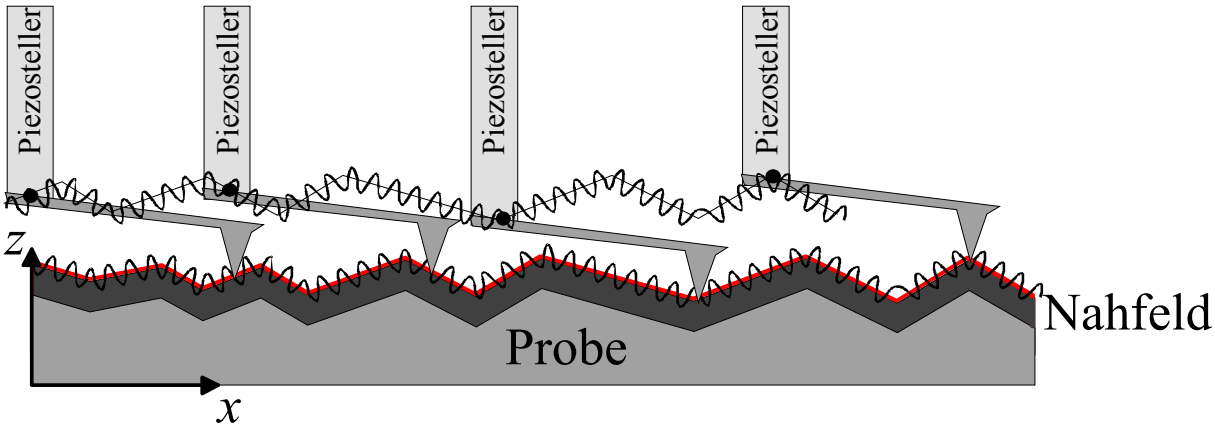


Bild 2.6: Prinzip des Nicht-Kontaktmodus

Neben den zur Topografiemessung eingesetzten Betriebsmodi existieren weitere Betriebsmodi, die speziell zur Detektion der Kräfte im Fernfeld verwendet werden. Sie eignen sich jedoch nicht zur topografischen Abbildung von Oberflächen.

Nicht-Kontaktmodus mit konstantem Abstand und ohne mechanische Anregung der Messsonde

Messungen im Nicht-Kontaktmodus mit konstantem Abstand werden überwiegend zur elektrischen [Sarid 1991] und magnetischen [Hartman 1994] Kraftmikroskopie, also zur Detektion langreichweitiger Kräfte eingesetzt. Diese Betriebsart wird als statisch elektrische Kraftmikroskopie bzw. statisch magnetische Kraftmikroskopie bezeichnet.

Die Messsonde wird nicht zum Schwingen angeregt, und es wird keine Regelung vorgenommen. Die Messsonde rastert, wie in Bild 2.7 dargestellt, in konstanter Höhe über die Probe. Dabei muss der Abstand zwischen Probenoberfläche und Messsonde so groß sein, dass keine atomaren Kräfte mehr wirksam sind, d.h. die Messspitze darf während der Messung nicht in das in Bild 2.7 dunkelgrau dargestellte Nahfeld eintauchen.

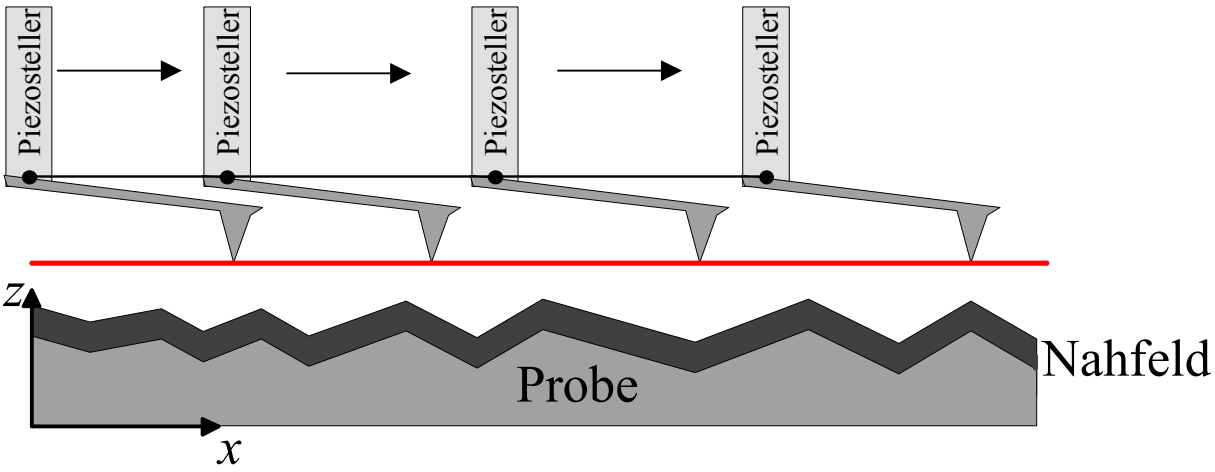


Bild 2.7: Prinzip der statisch elektrischen bzw. statisch magnetischen Kraftmikroskopie

Nicht-Kontaktmodus mit konstantem Abstand und mit mechanischer Anregung der Messsonde

Messungen im Nicht-Kontaktmodus mit konstantem Abstand und Anregung der Messsonde stellen die übliche Betriebsart eines MKM dar. Sie wird hauptsächlich zur Untersuchung konstanter Magnetfelder verwendet.

In dieser Betriebsart befindet sich die Messsonde außerhalb des Nahfeldbereichs. Die Messsonde wird analog zum topografieabbildenden Nicht-Kontaktmodus unter Nutzung der Resonanzfrequenz mechanisch zum Schwingen angeregt. Ein großer Vorteil dieser Betriebsart liegt darin, dass man zur Auswertung des gemessenen Signals einen Lock-In-Verstärker verwenden kann. Dieser ermöglicht die Detektion stark verrauschter Signale [Hammer 1975 a,b,c].

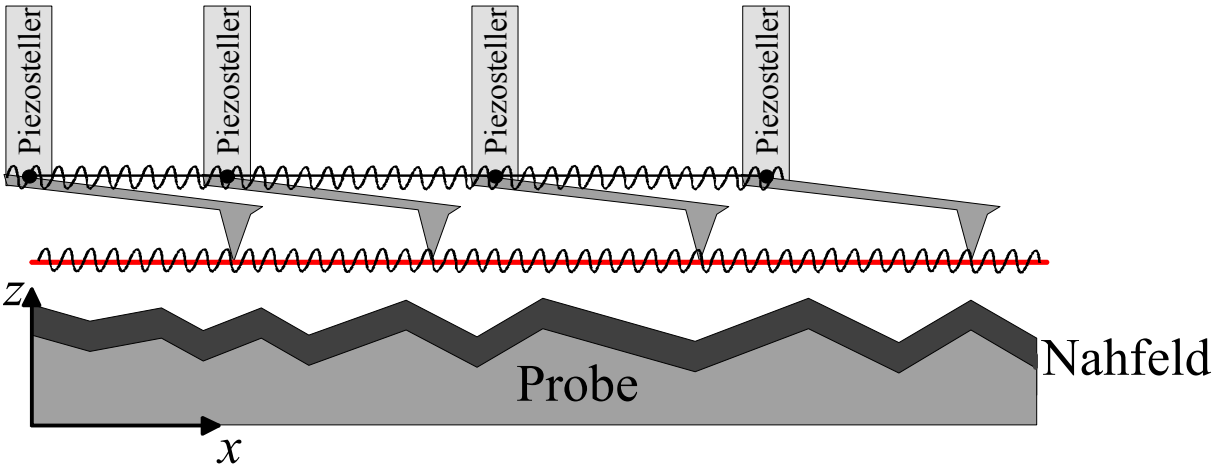


Bild 2.8: Prinzip der dynamisch elektrischen bzw. dynamisch magnetischen Kraftmikroskopie

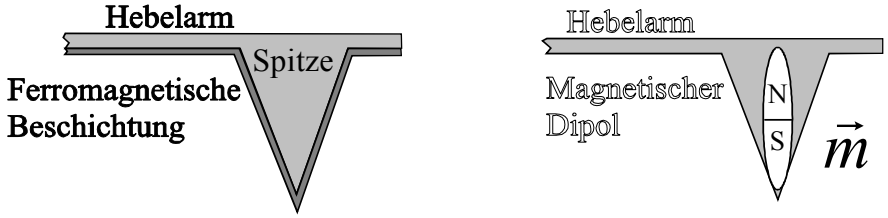
Einige Gerätehersteller haben diesen Modus noch erweitert. Der Abstand der Messsonde zur Probenoberfläche wird nicht in einer bestimmten Höhe, sondern über eine zuvor ermittelte und abgespeicherte Oberflächentopografie konstant gehalten [DI 1998]. Hierbei folgt die Messsonde der abgespeicherten Oberflächentopografie in einem exakten Abstand. Diese Technik setzt eine extrem große Driftstabilität voraus, was von den meisten Geräten nicht geleistet werden kann. Häufig kommt es zu einem ungewollten Kontakt der Messsonde mit der Probenoberfläche, was sowohl die Messergebnisse beeinflussen, als auch die verwendete Messsonde zerstören kann.

2.2 Einführung in die Magnetkraftmikroskopie

Das Magnetkraftmikroskop (MKM) ist ein Rasterkraftmikroskop. Mit dem MKM kann man Magnetfelder mit sehr hoher Ortsauflösung von etwa A_0=10 nm messen [Grütter 1990, Hartmann 1999]. Bei der Magnetkraftmikroskopie verwendet man, wie oben erwähnt, spezielle Messsonden. Diese Messsonden bestehen vollständig aus einem ferromagnetischen

Material [Lemke 1990, Göddenhenrich 1990] oder aus einem, mit einer ferromagnetischen Schicht überzogenen Halbleitermaterial [Rugar 1990, Mamin 1989, den Boef 1990, Seneoka 1991]. Letzteres hat den Vorteil, dass Mikrostrukturierungstechniken der Halbleiterindustrie eingesetzt werden können, und so eine hohe Reproduzierbarkeit bei vergleichsweise geringen Kosten erzielt werden kann.

Zur Beschreibung der auf die Messspitze wirkenden Kraft $\vec{F}$ ist die oben vorgestellte Gleichung 2.9 in vorliegender Form sehr aufwendig. Daher wird zu einer vereinfachten Betrachtungsweise übergegangen. Das in der Literatur am häufigsten verwendete Modell ist das Dipolmodell [Hartman 1989], Bild 2.9 .



Aufbau einer MKM-Messsonde Modellvorstellung einer MKM-Messsonde

Bild 2.9: Modellvorstellung einer MKM-Messsonde

Bei dem Modell nimmt man an, dass die gesamte ferromagnetische Beschichtung der Messsonde wie ein einziger magnetischer Dipol der Magnetisierung $\vec{m}$ wirkt. Er befindet sich im unteren Bereich, jedoch nicht am Ende der Messspitze. Dieses Modell wurde vor allem zur Beschreibung von Wechselwirkungen der Messspitze mit räumlich sehr kleinen Magnetfeldern entwickelt. Zur Beschreibung von Magnetfeldern mit größeren räumlichen Abmessungen, wie sie großflächige Leiterbahnen erzeugen, ist das Modell nicht ausreichend. Hierfür wird in Kap. 7.5 eine Erweiterung des Modells vorgestellt, welche auch die Magnetisierung des Hebelarms berücksichtigt.

Betrachtet man die Geometrie des Hebelarms, an dem die Messspitze befestigt ist, so weist er nur eine Kraftsensitivität in *z*-Richtung auf [Sarid 1991]. Aus diesem Grund können alle anderen Komponenten für die weitere Betrachtung vernachlässigt werden. Daraus folgt für die Kraft in *z*-Richtung:

$$F_z = -\frac{\partial W}{\partial z}. \qquad (2.11)$$

Um die maximale Empfindlichkeit zu erreichen, ist die Beschichtung der Messspitze nur in eine Richtung, im gewählten Koordinatensystem die *z*-Richtung, magnetisiert. Da, wie oben erwähnt, die Magnetisierung $\vec{M}$ der gesamten Spitze im Dipolmodell aus Bild 2.9 als ein einziger, magnetischer Dipol mit dem magnetischen Dipolmoment $\vec{m}$ angenommen wird, kann man davon ausgehen, dass $\vec{m}$ nur eine Komponente in *z*-Richtung enthält,

$$\vec{m} = m_0 \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}. \qquad (2.12)$$

Unter diesen Voraussetzungen erhält man folgenden Zusammenhang für die Kraft $F_{\mathrm{mag,z}}$, die in *z*-Richtung auf die Messspitze wirkt:

$$F_{\mathrm{mag,z}} = -\frac{\partial W}{\partial z} = \left|\vec{m}\right| \cdot \frac{\partial H_z}{\partial z} = m_0 \cdot \frac{\partial H_z}{\partial z}. \qquad (2.13)$$

Das heißt, die Kraft ist proportional der ersten Ableitung des magnetischen Feldes $\vec{H}$ in *z*-Richtung sowie der Größe des magnetischen Dipolmoments m_0.

Nach dem Hookschen Gesetz (Gleichung 2.1) ergibt sich damit eine direkte Proportionalität zwischen dem Gradienten des magnetischen Feldes der Probe und der Auslenkung des Hebelarms, die letztlich gemessen werden kann:

$$\begin{aligned} \Delta h &\sim F_{\mathrm{mag,z}} \sim m_0, \\ \Delta h &\sim F_{\mathrm{mag,z}} \sim \Delta H. \end{aligned} \qquad (2.14)$$

Zur Steigerung der Messempfindlichkeit wird das MKM dynamisch betrieben. Hierbei wird die Messsonde nahe ihrer Resonanzfrequenz zum Schwingen angeregt und in einem konstanten Abstand über die Probe gerastert (Nicht-Kontaktmodus mit Anregung, Kap 2.1). Gemessen wird die Phasenänderung $\Delta\varphi$ der Schwingung. Sie ist proportional der 2. Ableitung des magnetischen Feldes H_z der Probe in *z*-Richtung [Löhndorf 1997, Wehner 2001].

$$\Delta\varphi = -\frac{Q \cdot 180}{c \cdot \pi} \cdot m_0 \cdot \mu_0 \cdot \frac{\partial^2 H_z}{\partial z^2} \qquad (2.15)$$

Q ist dabei die Güte des Hebelarms [Nanosensors 2001, MDT 2000] mit der Federrate *c*.

2.3 Strommessung mit dem Magnetkraftmikroskop (MKM)

Zur Messung von Strömen in integrierten Schaltungen wird im Rahmen dieser Arbeit das MKM eingesetzt. Dabei wertet man, wie in Bild 2.10 dargestellt, das vom Stromfluss in einer Leiterbahn erzeugte Magnetfeld mit dem MKM aus.

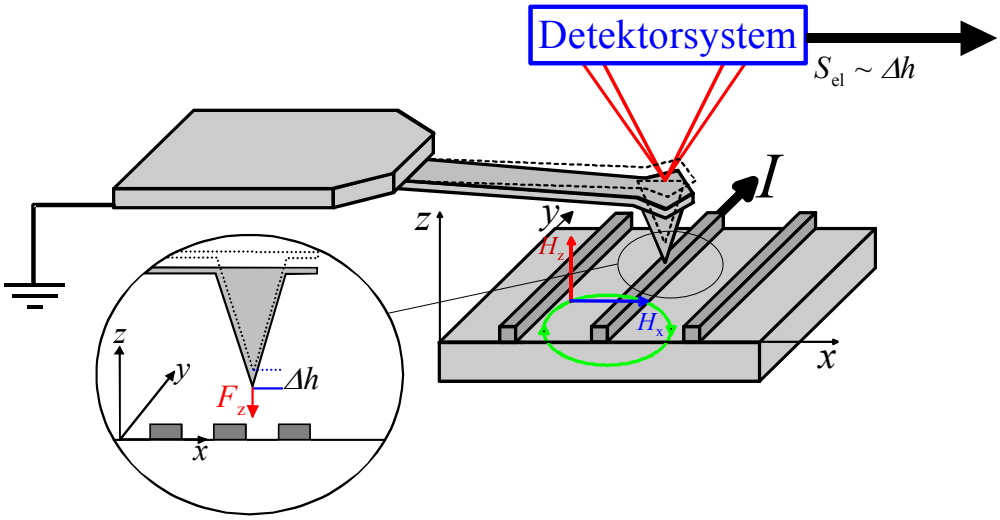


Bild 2.10: Prinzip der Strommessung

Mit einem Detektorsystem, dessen Ausgangssignal S_{el} proportional der Hebelarmverbiegung Δh ist, wird die auf die Messspitze wirkende Kraft F_z ausgewertet. Diese Kraft F_z rührt aus der Interaktion der ferromagnetischen Messspitze mit dem durch den Stromfluss I erzeugten magnetischen Feld H_z. Die horizontale Komponente des Magnetfeldes spielt hierbei keine Rolle [Hartmann 1989].

2.3.1 Allgemeine Betrachtung

Zur Betrachtung des durch einen Stromfluss hervorgerufenen Magnetfeldes legt man die 1. Maxwellsche Gleichung, die als Durchflutungsgesetz bezeichnet wird, zugrunde. Die vollständige Maxwellsche Gleichung für zeitlich schnell veränderliche Magnetfelder $\vec{H}$ lautet in Integralform [Wolf 1997]:

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{s} = \iint_A \vec{S} \cdot \vec{n}\, dA + \frac{d}{dt} \iint_A \vec{D} \cdot \vec{n}\, dA. \qquad (2.16)$$

Bei der Untersuchung quasistationärer Felder kann nach Gleichung 2.16 bei Auftreten einer Leitungsstromdichte $\vec{S}$ der Anteil der Erregungsstromstärke (Verschiebungsstromstärke), dem nach der Zeit abgeleiteten Integral über die elektrische Erregung $\vec{D}$ zum Gesamtstrom, vernachlässigt werden [Blume 1994].

Das Durchflutungsgesetz lautet in der vereinfachten Form:

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{s} \approx \iint_A \vec{S} \cdot \vec{n}\, dA . \qquad (2.17)$$

Als zeitlich langsam veränderliche Felder, quasistationäre Felder, werden die Felder bezeichnet, deren Wellenlänge immer sehr viel größer ist als die Abmessungen der auftretenden Bauelemente bzw. der betrachteten Feldbereiche [Wolff 1997].

Die Wellenlänge λ lässt sich über die Lichtgeschwindigkeit c_0 im freien Raum unter Ausnutzung der Frequenz f ermitteln [Stöcker 1998]:

$$c_0 = f \cdot \lambda \text{ , bzw.,} \qquad (2.18)$$

$$\lambda = \frac{c_0}{f} . \qquad (2.19)$$

Bei den Messungen in dieser Arbeit wird von quasistationären Feldern ausgegangen, da die Änderungsfrequenz f der Magnetfelder mit f=10 Hz bis f=5 GHz als niederfrequent im Bezug auf die Bauteilgröße einzustufen ist. Mit der Änderungsfrequenz von beispielsweise f=1 GHz ergibt sich nach der Gleichung 2.19 mit $c_o = 2{,}99792 \cdot 10^8 \frac{m}{s}$ eine Wellenlänge von λ=0,299 m. Da die Abmessungen des Testchips im µm-Bereich liegen, kann man selbst bei dieser hohen Frequenz noch von quasistationären Feldern ausgehen.

Für das magnetische Feld außerhalb eines kreisförmigen Leiters des Radius r_o, also für $r > r_o$, ergibt sich, unter Berücksichtigung, dass die Integration der Stromdichte über eine Fläche, die den gesamten Leiter einschließt, immer die Gesamtstromstärke I ist,

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{s} = H \cdot 2\pi r = \iint_A \vec{S} \cdot \vec{n}\, dA = I . \qquad (2.20)$$

Daraus folgt für das magnetische Feld $\vec{H}$ [Hütte 1996]:

$$\vec{H} = \frac{I}{2\pi r} \vec{e}_\alpha . \qquad (2.21)$$

Durch die Transformation der Gleichung 2.19 in ein kartesisches Koordinatensystem folgt für das magnetische Feld [Bronstein 1997]:

$$\vec{H} = \frac{I}{2\pi}\frac{1}{x^2+z^2}\begin{pmatrix} z \\ -x \end{pmatrix}. \qquad (2.22)$$

Für die einzelnen Komponenten des magnetischen Feldes in *x*- und in *z*-Richtung lauten die Gleichungen:

$$H_x = \frac{I}{2\pi}\cdot\frac{z}{x^2+z^2} \qquad \textit{und}$$

$$H_z = \frac{I}{2\pi}\cdot\frac{-x}{x^2+z^2} \quad . \qquad (2.23)$$

Bild 2.11 verdeutlicht den Verlauf der Komponenten des magnetischen Feldes $\vec{H}$ um einen punktförmigen Leiter, der aus den Gleichungen 2.23 resultiert.

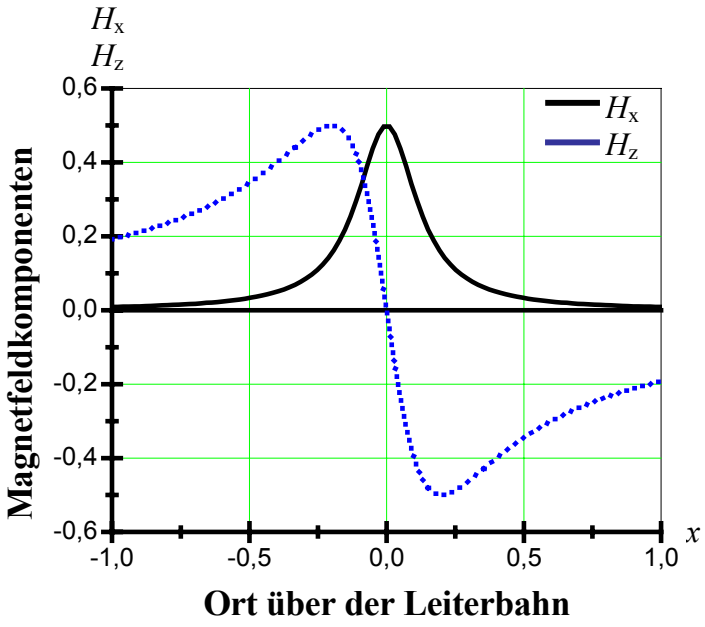


Bild 2.11: Verlauf der Magnetfeldkomponenten H_x in x-Richtung und H_z in z-Richtung

Nach dem Dipolmodell, Bild 2.9, wird die gesamte Magnetisierung der Messspitze als ein Dipol angesehen. Rastert die Messsonde in einem konstanten Abstand über die Probe, und

kommt die Messspitze dabei in die Nähe des Magnetfeldes, so führt die resultierende magnetische Kraft in *z*-Richtung zu einer Hebelarmverbiegung. Wird dieses Magnetfeld von einer stromdurchflossenen Leiterbahn auf der Probe erzeugt, so erhält man die resultierende Kraft in *z*-Richtung aus der Gleichung 2.24:

$$F_z = -\mu_0 |\vec{m}| \frac{\partial H_z}{\partial z} = \mu_0 |\vec{m}| \frac{-x \cdot z \cdot I}{\pi \left(x^2 + z^2\right)^2}. \qquad (2.24)$$

Für die Kraftkomponenten in *z*-Richtung ergibt sich nach Gleichung 2.24 der in Bild 2.12 dargestellte Kraftverlauf.

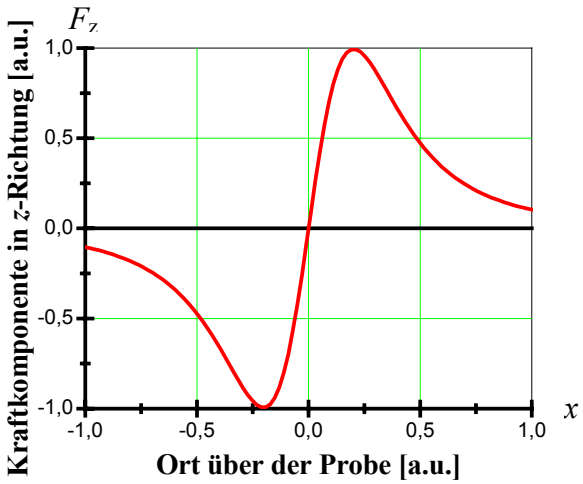


Bild 2.12: Verlauf der magnetischen Kraftkomponente in z-Richtung bei einer stromdurchflossenen Leiterbahn

Betrachtet man reale Leiterbahngeometrien, wie sie in Bild 2.13 dargestellt sind, werden die mathematischen Beschreibungen ungleich aufwendiger.

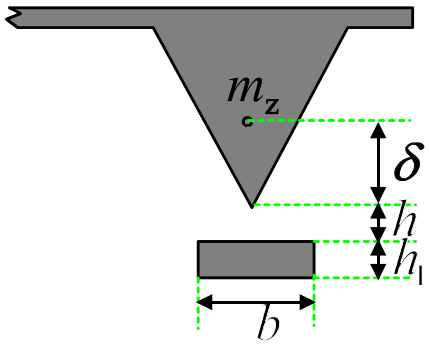


Bild 2.13: Schematische Darstellung der Strommessung an einer rechteckförmigen Leiterbahn

Das magnetische Feld $\vec{H}$ um einen rechteckförmigen Leiter [Wolf 1997] mit der Breite b und der Höhe h_l lässt sich mit der Gleichung 2.25 berechnen:

$$H_z = \frac{I}{2\pi \cdot a \cdot b} \cdot \left[\frac{z_h + 2a}{2} \cdot \ln \left(\frac{\left(x + b/2\right)^2 + \left(z_h + a/2\right)^2}{\left(x - b/2\right)^2 + \left(z_h + a/2\right)^2} \right) - \frac{z - 2a}{2} \cdot \ln \left(\frac{\left(x + b/2\right)^2 + \left(z_h - a/2\right)^2}{\left(x - b/2\right)^2 + \left(z_h - a/2\right)^2} \right) \right.$$
$$\left. + \left(x + b/2\right) \cdot \left(\arctan\left(\frac{\left(z_h + a/2\right)}{\left(x + b/2\right)} \right) - \arctan\left(\frac{\left(z_h - a/2\right)}{\left(x + b/2\right)} \right) \right) - \left(x - b/2\right) \cdot \left(\arctan\left(\frac{\left(z_h + a/2\right)}{\left(x - b/2\right)} \right) - \arctan\left(\frac{\left(z_h - a/2\right)}{\left(x - b/2\right)} \right) \right) \right]. \quad (2.25)$$

Der effektive Abstand des Dipols, der in Gleichung 2.25 mit z_h bezeichnet wird, setzt sich aus der Rasterhöhe h, dem Abstand des Dipols vom Ende der Messspitze δ, sowie der halben Leiterbahndicke $h_l/2$ zusammen. Somit ist z_h gegeben durch

$$z_h = h + \delta + h_l/2 \,. \quad (2.26)$$

Typische Werte sind h=50 nm bis h=500 nm für die Rasterhöhe und δ=200 nm bis δ=2000 nm für den Abstand zwischen Messspitzenende und magnetischem Dipol [Wehner 2001].

Betrachtet man diesen recht großen Abstand z_h vom Leiterbahnmittelpunkt, so kann man zur Evaluierung der Ergebnisse die Näherung aus Gleichung 2.24 verwenden, die deutlich einfacher und übersichtlicher ist [Leutfeld 2002].

2.3.2 Messungen von Gleichströmen

Zur Messung von Gleichströmen existieren zwei Alternativen. Diese werden hier kurz vorgestellt.

Statische Messung

Die statische Gleichstrommessung basiert auf dem Nicht-Kontaktmodus mit konstantem Abstand, wie er auch zur Magnetfeldmessung eingesetzt wird. Das Magnetfeld einer

stromdurchflossenen Leiterbahn führt direkt zu einer statischen Kraft, die eine Hebelarmverbiegung hervorruft. Die mit dieser Messtechnik erhaltenen Ergebnisse entsprechen den nach Kapitel 2.3.1 bzw. Bild 2.12 zu erwartenden Ergebnissen. Die Stromauflösungsgrenze dieser Messtechnik ist nicht sehr hoch. Berechnungen [Wehner 2001] zeigten, dass unter Verwendung handelsüblicher Standard-MKM-Messsonden theoretisch ein minimaler Strom von ca. I=8,5 mA gemessen werden kann. Praktisch konnten bislang sogar nur I=30 mA demonstriert werden [Wehner 2001]. Aufgrund ihrer Unempfindlichkeit ist diese Art der Gleichstrommessung nicht für die Messung an integrierten Schaltungen geeignet.

Dynamische Gleichstrommessung

Die dynamische Gleichstrommessung wurde bereits 1994 vorgestellt [Campbell 1994]. Mit ihr war es möglich, unter Verwendung spezieller Messsonden, die in Kap. 2.4.2 beschrieben werden, Gleichströme von I=1 mA zu messen. Bei den verwendeten Messsonden handelte es sich um einzeln präparierte Unikate, mit denen reproduzierbare Messungen nicht möglich waren. Als Betriebsmodus verwendet man den Nicht-Kontaktmodus mit konstantem Abstand mit mechanischer Anregung. Diese Technik ist deutlich empfindlicher als die statische Gleichstrommessung, da mit einem Lock-In-Verstärker gearbeitet werden kann, wodurch ein deutlich verbessertes Signal-Rauschleistungs-Verhältnis zu erwarten ist.

Aufgrund der großen Ausdehnung des ferromagnetischen Materials ist nicht damit zu rechnen, dass Leiterbahnen, die einige Mikrometer nebeneinander verlaufen, noch einzeln aufgelöst werden können.

Die theoretisch minimal zu detektierende Stromstärke bei dieser Art der Gleichstrommessung unter Verwendung kommerzieller MKM-Messsonden wird mit I=4,5 mA beziffert [Wehner 2001]. Die derzeit messtechnisch erreichbaren Werte unter Verwendung dieser Messsonden liegen bei etwa I=8 mA [Wehner 2001] und sind somit deutlich besser als die Werte der statischen Gleichstrommessung. Aber auch diese Messtechnik ist für den Einsatz in der Funktions- und Fehleranalyse noch zu unempfindlich.

2.3.3 Messungen von Wechselströmen

Bei der dynamischen Messung niederfrequenter Wechselströme wird als Betriebsart der Nicht-Kontaktmodus mit konstantem Abstand verwendet. Dabei hat der in der Leiterbahn eingeprägte Strom die Frequenz, die der Resonanzfrequenz der Messsonde entspricht. Dies ermöglicht die Verwendung eines Lock-In-Verstärkers zur Messsignalauswertung. Diese Messtechnik wurde ebenfalls bereits 1994 von Campbell [Campbell 1994] vorgestellt. Dabei wurden die in Kap. 2.4.2 ausführlich beschriebenen, sonderangefertigten Messsonden verwendet, mit denen eine Stromauflösungsgrenze von I=1 µA demonstriert werden konnte. Die oben dargelegten Probleme bei der Auflösung dicht nebeneinander fließender Ströme treten, bedingt durch die verwendeten Messsonden, auch bei dieser Messtechnik auf.

Durch die Auswertung mit einem Lock-In-Verstärker ist man nicht mehr in der Lage, die der Kraft proportionale Verbiegung des Hebelarms zu messen. Stattdessen werden die Amplitude und die Phasenlage der Hebelarmschwingung im Bezug zu einem Referenzsignal gemessen. Die Amplitude ist dabei dem Betrag der auf die Messspitze wirkenden Kraft proportional, der Phasensprung über der Leiterbahn entspricht dem Vorzeichenwechsel der Kraft. Da diese Phase nur relativ ausgewertet werden kann, sind die absoluten Werte wenig aussagekräftig. Jedoch ändert die magnetische Kraft in z-Richtung, wie in Bild 2.12 dargestellt, über der Leiterbahn ihr Vorzeichen, so dass ein Phasensprung von 180° gemessen werden kann. Bild 2.14 zeigt den Verlauf der magnetischen Kraft, sowie des vom Lock-In-Verstärker ausgegebenen Signals für die Amplitude und die Phase.

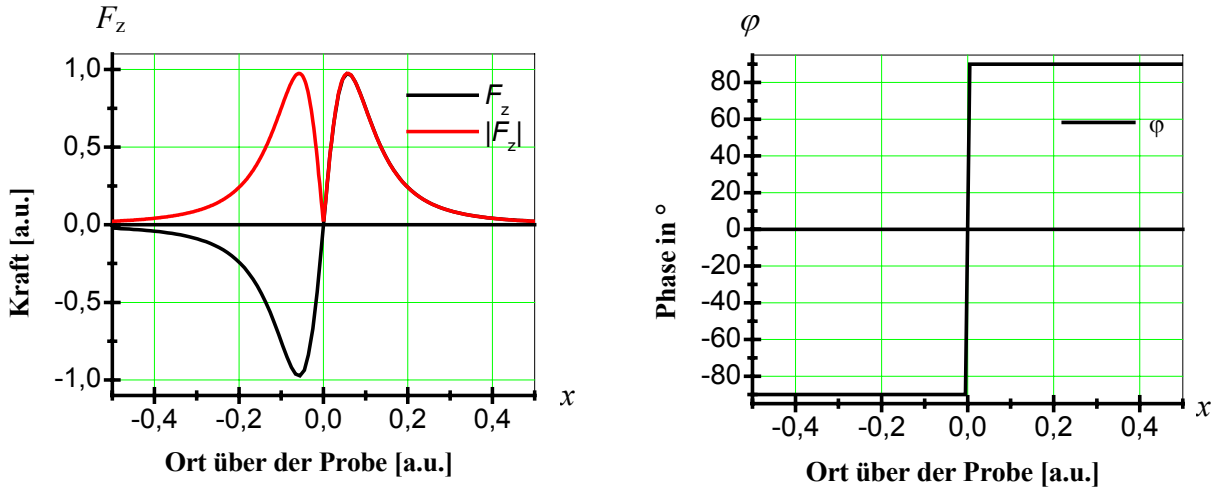


Bild 2.14: Verlauf der z-Komponente der magnetischen Kraft, sowie die von einem Lock-In-Verstärker gemessenen Verläufe, die dem Betrag der magnetischen Kraft entsprechen und deren Phase

2.4 Apparative Grundlagen eines Magnetkraftmikroskops

Dieser Abschnitt befasst sich mit den apparativen Grundlagen des Magnetkraftmikroskops. Zunächst wird ein Überblick über den prinzipiellen Aufbau des MKM gegeben. Eine ausführliche Vorstellung entscheidender Details, wie die verwendeten Messsonden, das Detektorsystem und die Rastereinrichtung, schließt sich an.

2.4.1 Prinzipieller Aufbau eines Magnetkraftmikroskops

Grundsätzlich besteht ein MKM aus einer Messsonde, deren Verbiegung aufgrund der auf die Messspitze wirkenden magnetischen Kraft mittels eines Detektorsystems gemessen wird. Diese Anordnung wird mit einem Rastersystem über die Probenoberfläche bewegt. Bild 2.15 zeigt den schematischen Aufbau des MKM.

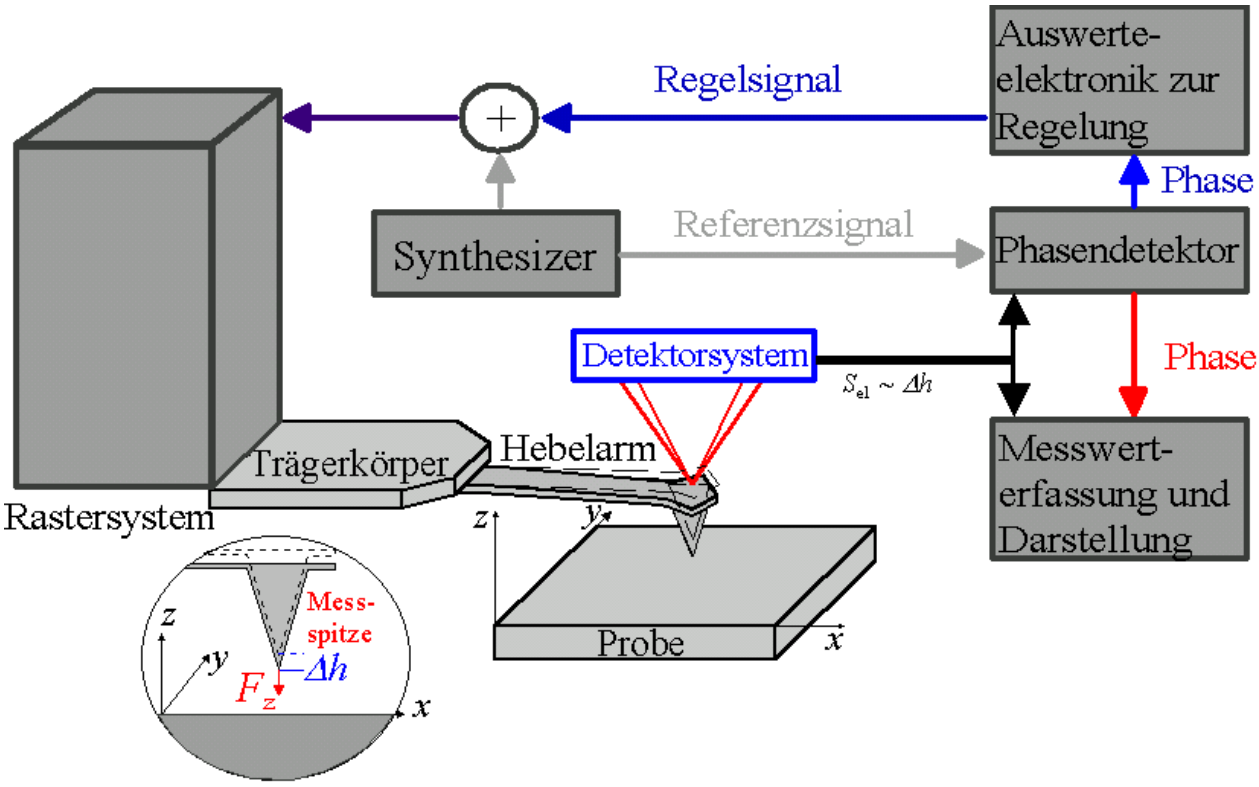


Bild 2.15: Prinzipieller Aufbau eines MKM

Das MKM ist zur Detektion statischer Magnetfelder konzipiert. Zur Strommessung nutzt man die in Kap. 2.2 vorgestellte Betriebsart Nicht-Kontaktmodus mit konstantem Abstand mit

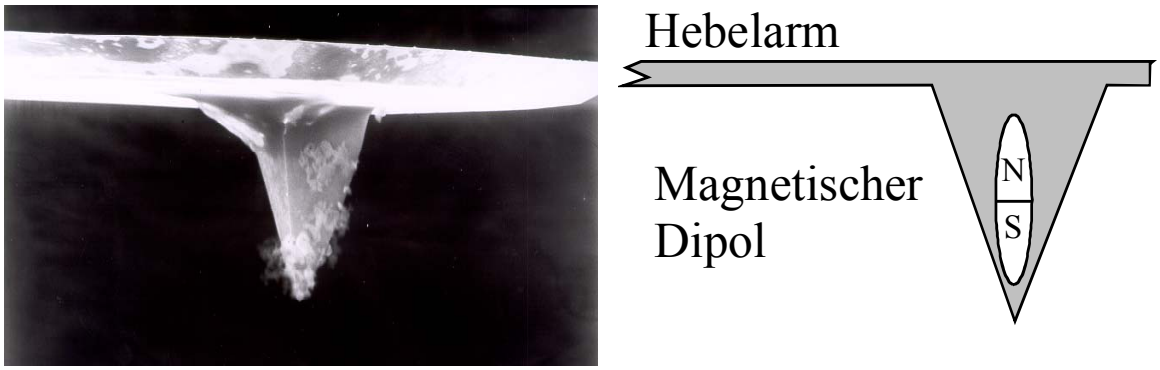
mechanischer Anregung. Hierfür besitzt das MKM einen integrierten Phasendetektor, sowie einen integrierten Synthesizer zur Anregung der Messsonde.

2.4.2 Messsonden

Die Messsonde ist die entscheidende Komponente des MKM. In diesem Kapitel wird ein Überblick über die möglichen alternativen Messsonden, die für das MKM zur Verfügung stehen, gegeben.

RKM-Messsonde mit ferromagnetischer Beschichtung

Als MKM-Messsonde kann nahezu jede RKM-Messsonde verwendet werden, vorausgesetzt, sie ist mit einem ferromagnetischen Film überzogen [MDT 2001] (siehe Bild 2.9). Diese Art der MKM-Messsonde wird standardmäßig in reproduzierbarer Qualität von unterschiedlichen Herstellern angeboten. Die Messsonden überzeugen vor allem durch ihre hohe mechanische Güte Q [Nanosensors 2000] und die extrem kleinen Messspitzenradien von weniger als R_0<10 nm. Die Rohlinge können in relativ großen Stückzahlen und somit preisgünstig durch Mikrostrukturierungsverfahren der Halbleitertechnik hergestellt werden. Durch das Aufbringen eines ferromagnetischen Films verschlechtern sich die Messspitzenradien auf R_0>10 nm (z.B. R_0=30 nm).



a) b)

Bild 2.16: Ferromagnetisch beschichtete Messsonde a) Foto; b) Modell mit magnetischem Dipol in der Spitze

RKM-Messsonde mit ferromagnetischem Vollmaterial an der Messspitze

Anstelle des oben erwähnten Aufdampfens eines ferromagnetischen Films besteht auch die Möglichkeit, die Messspitze in eine Schmelze aus ferromagnetischem Material einzutauchen. Der Aufbau dieser Messsonden ist in Bild 2.17 dargestellt.

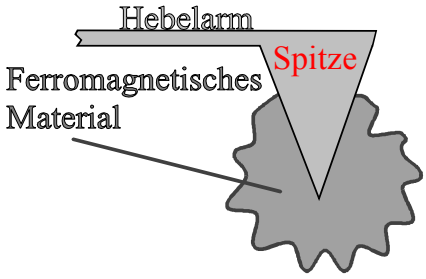


Bild 2.17: Aufbau einer speziell für die Strommessung präparierten MKM-Messsonde

Die exakte Menge des an der Spitze haftenden Materials ist unbekannt. Durch das im Gegensatz zu den Standard-Messsonden große Volumen des ferromagnetischen Materials, und der daraus im Dipolmodell (siehe Kap. 2.1) resultierenden Größe des magnetischen Dipols $\vec{m}$, ist bei gleichbleibendem Magnetfeld nach Gleichung 2.24 mit einer deutlich erhöhten Krafteinwirkung auf die Spitze zu rechnen. Aufgrund ihres extrem großen Wechselwirkungsvolumens sind diese Messsonden sehr empfindlich. Ihre Nachteile sind jedoch erheblich. Eine topografische Abbildung der Oberfläche zur exakten Positionierung der Messsonde über dem zu untersuchenden Testgebiet ist aufgrund der Größe des ferromagnetischen Materials nahezu unmöglich. Diese Messsonden werden nicht kommerziell angeboten, sondern von einigen MKM-Anwendern manuell präpariert [Campbell 1994]. Dies hat zur Folge, dass sie nicht in einer reproduzierbaren Qualität hergestellt werden können, und somit sind die einzelnen Messergebnisse nicht vergleichbar. Aus dem Grund spielen diese Messsonden praktisch keine Rolle in der Magnetkraftmikroskopie. Bei der Strommessung mit dem MKM konnten jedoch die bisher empfindlichsten Messungen mit den o.g. Messsonden durchgeführt werden [Campbell 1994].

RKM-Messsonde aus einem ferromagnetischen Draht

Eine weitere Möglichkeit, MKM-Messsonden herzustellen, besteht darin, ferromagnetisches Vollmaterial, wie z.B. Draht, durch geeignete Mikrostrukturierungsverfahren für die Messung zu präparieren. Schematisch ist eine solche MKM-Messsonde in Bild 2.18 dargestellt.

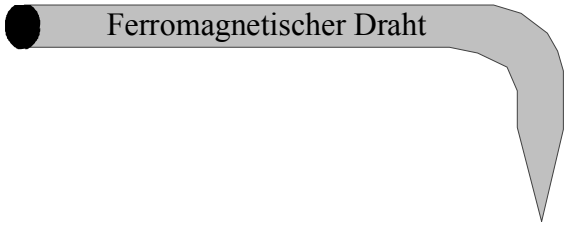


Bild 2.18: Schematischer Aufbau einer MKM-Messsonde aus ferromagnetischem Vollmaterial

Der Vorteil dieser Messsonde liegt in dem deutlich größeren Wechselwirkungsvolumen im Vergleich zu den beschichteten Messsonden [Lemke 1990]. Sie ist jedoch aufgrund ihres Aufbaus deutlich instabiler bezüglich der Spitzenradien. Bestehen die RKM-Messonden-Rohlinge aus Silizium, also einem sehr harten Material, so sind Drähte aus Nickel- oder Kobaltlegierungen eher als weiches Material einzustufen. Das heißt, dass bei leichtem Kontakt mit der Probenoberfläche starke Deformationen die Folge sind, und somit ist die erzielbare Ortsauflösung gering. Außerdem ist ihr Schwingungsverhalten nicht wie bei den üblichen Hebelarmgeometrien auf die *z*-Richtung beschränkt, sondern aufgrund der Geometrie (runder Querschnitt) mindestens in *y*- und *z*-Richtung gleichstark ausgeprägt, was eine Interpretation der Ergebnisse deutlich erschwert. Das Ätzen geeigneter Messspitzen stellt ebenfalls ein großes Problem dar, da die Spitze des Drahtes, wie in Bild 2.18 zu sehen ist, abgeknickt sein muss.

Sondenart	**Vorteile**	**Nachteile**
RKM-Messsonde mit ferromagnetischer Beschichtung	• *hohe mechanische Güte* • *einfache Herstellung* • *kommerziell erhältlich* • *hohe Reproduzierbarkeit* • *hohe Ortsauflösung*	• *geringes magnetisches Volumen*
RKM-Messsonde mit ferromagnetischem Vollmaterial an der Messspitze	• *sehr großes magnetisches Volumen*	• *schlechte Ortsauflösung* • *geringe mechanische Güte* • *manuelle Präparation* • *nicht reproduzierbar* • *schlechte Stabilität*
RKM-Messsonde aus einem ferromagnetischen Draht	• *großes magnetisches Volumen*	• *geringe mechanische Güte* • *manuelle Präparation* • *schlecht reproduzierbar* • *schlechte Stabilität* • *schlechtes Schwingungsverhalten*

Tabelle 2.1: Vor- und Nachteile der einzelnen Messsondenarten

2.4.3 Detektionseinheiten

Die Aufgabe der Detektionseinheit besteht darin, die Auslenkung des Hebelarms, hervorgerufen durch die auf die Messspitze wirkende Kraft, zu messen. Hierfür existieren unterschiedliche Konzepte [Sarid 1991, Hartman 1994, Burnham 1991]. Das Problem liegt darin, die je nach Federrate des Hebelarms sehr geringen Auslenkungen mit $\Delta h < 1$ nm zu messen. Eine erste Unterscheidung kann zwischen optischen und elektrischen Detektionskonzepten getroffen werden. Diese werden im Einzelnen kurz vorgestellt, und ihre Vor- und Nachteile im Hinblick auf die Stromkontrastmessung diskutiert.

a) Optische Detektoren

Laserinterferometer

Die Laserinterferometrie ist ein optisches Verfahren zur Auswertung der Hebelarm-auslenkung, bei dem ein Laserstrahl in zwei Teilstrahlen aufgeteilt wird. Einer dieser Teilstrahlen wird als so genannter Referenzstrahl verwendet und von einem ortsfesten Spiegel reflektiert. Der zweite Teilstrahl, der so genannte Messstrahl, wird auf den Hebelarm gerichtet, der mit einer Reflexschicht beschichtet ist und von dort aus reflektiert. Die beiden Teilstrahlen werden in einem Punkt zur Interferenz gebracht, wobei es zu Auslöschungen bzw. zur Verstärkung des resultierenden Laserlichtes kommt. Dessen Intensität ist proportional der Hebelarmauslenkung und kann mit einem Fotodetektor gemessen werden.

Es besteht die Möglichkeit, ein solches Interferometer durch Glasfasern mit geeigneten Kopplern aufzubauen und somit die Positionierung auf dem Hebelarm zu realisieren. Bild 2.19 zeigt den schematischen Aufbau eines Interferometers [Bludau 1998].

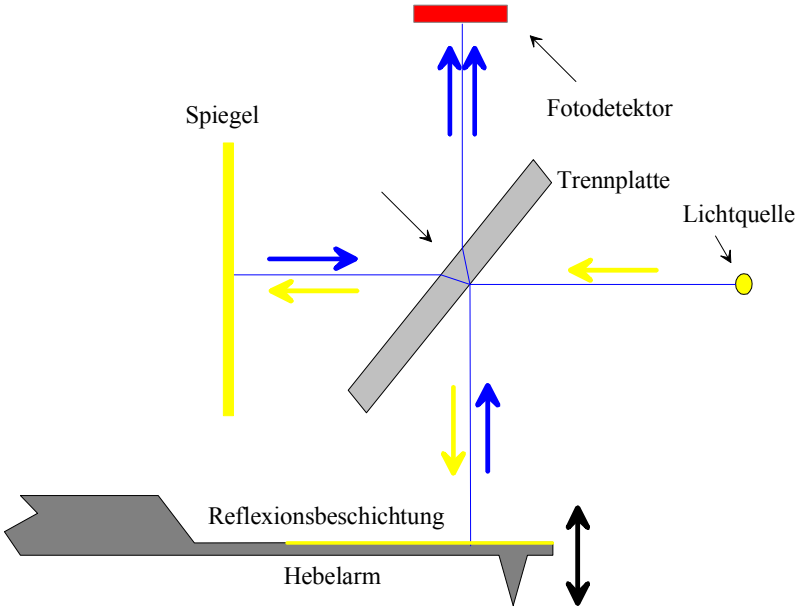


Bild 2.19: Beispiel eines Interferometers. Aufbau eines „Michelson“ Zweistrahlinterferometers

Mit diesem Aufbau lassen sich Hebelarmauslenkungen von Δh=20 nm messen [Brockhaus1996]. Durch einige Modifikationen [Bludau 1998], auf die nicht näher eingegangen wird, können erheblich kleinere Weglängen gemessen werden. Das zur Zeit empfindlichste interferometrische Prinzip stellt das Fabry-Perot-Interferometer dar, bei dem die einzelnen Strahlen mehrfach interferieren, und so die Detektion einer Hebelarmauslenkung im subatomaren Bereich möglich wird [Bludau 1998]. Die Anwendung der Laserinterferometrie stellt sehr hohe Ansprüche an die thermischen Verhältnisse in der Arbeitsumgebung, da dieses Verfahren extrem anfällig gegen Temperaturdrift ist. Außerdem werden Laser mit extrem langen Wellenzügen benötigt, die wiederum einen hohen Kostenfaktor darstellen. Aus diesem Grund wird das Laserinterferometer trotz seiner sehr hohen Empfindlichkeit vorwiegend im Vakuum eingesetzt, während an Luft betriebene Rasterkraftmikroskope andere Detektionsverfahren bevorzugen.

Lasertriangulie

Bei der Lasertriangulie handelt es sich ebenfalls um ein optisches Auswertungsverfahren. Es zeichnet sich durch seine geringen Kosten, einfache Justage, sowie mit einer minimal zu detektierenden Hebelarmauslenkung von ca. Δh=100 pm aus. Dieses Detektionsverfahren wird heute überwiegend in kommerziellen Rasterkraftmikroskopen verwendet. Auch das in dieser Arbeit eingesetzte RKM verfügt über einen solchen Detektor [Topometrix 1997]. Die Funktionsweise der Lasertriangulie basiert auf der Detektion der Strahlablenkung eines auf

den Hebelarm fokussierten Laserstrahls. Die Ablenkung des Laserstrahls in Folge der Hebelarmverbiegung wird mittels eines positionssensitiven Detektors gemessen. Hierfür werden hauptsächlich Vierquadrantendioden oder Flächendioden verwendet.

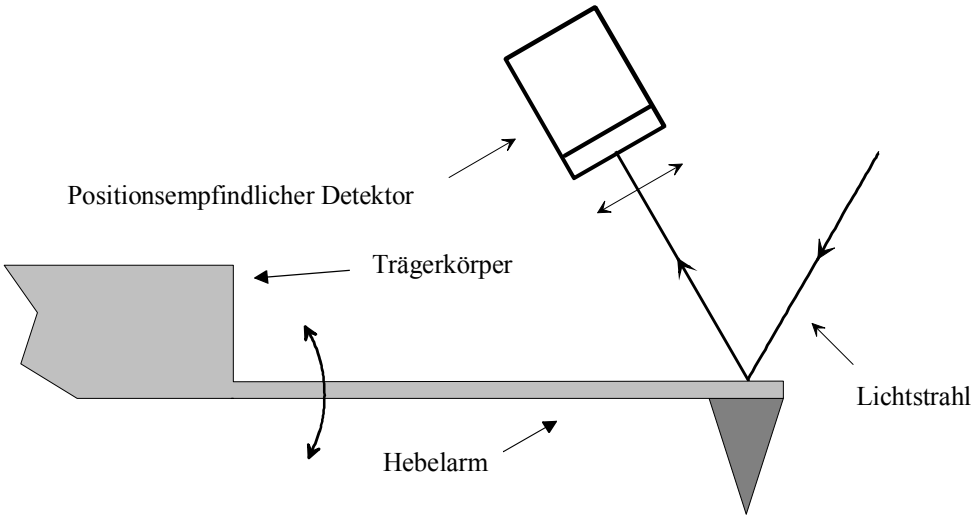


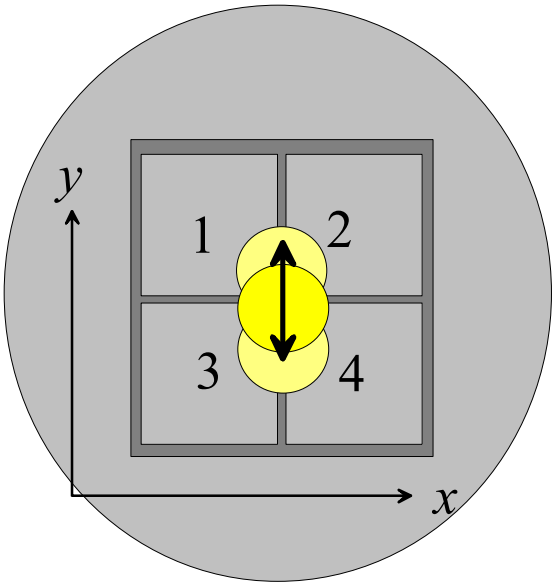
Bild 2.20: Prinzip der Lasertriangulie

[Hartmann 2000]

Die Strahlablenkung kann sowohl in *x*- als auch in *y*-Richtung gemessen werden. Somit bietet die Lasertriangulie die Möglichkeit, neben den Verbiegungen des Hebelarms in *z*-Richtung auch dessen Torsion zu messen.

Der segmentierte, optische Positionsdetektor, hier in Form der Vierquadrantendiode, besteht aus mehreren, in diesem Fall vier einzelnen Dioden. Trifft ein Lichtstrahl auf diesen Detektor, so generiert er einen Stromfluss in den beleuchteten Segmenten. Dieser ist proportional der einfallenden Lichtmenge. Die bei diesem Detektionsverfahren eingesetzten Laserdioden besitzen eine über den Leuchtpunkt gleichmäßig verteilte Lichtintensität, so dass die einfallende Lichtmenge proportional der beschienenen Fläche auf der jeweiligen Diode ist. Bewegt sich dieser Leuchtpunkt über den Detektor, so ändern sich die einzelnen Fotoströme in den Dioden.

Durch eine nachgeschaltete Elektronik [Hartmann 2000] kann ein Quotient gebildet werden, welcher der Bewegung in *x*- und *y*-Richtung auf dem Detektor proportional ist.



$$x = \frac{(I_1 - I_3) - (I_2 - I_4)}{I_1 + I_2 + I_3 + I_4}$$

$$y = \frac{(I_1 - I_2) - (I_3 - I_4)}{I_1 + I_2 + I_3 + I_4}$$

Bild 2.21: Prinzip der Vierquadrantendiode

Der positionssensitive Detektor kann auch durch eine Flächendiode realisiert werden. Der Aufbau dieser Detektoren besteht aus einer großflächigen Fotodiode, die an den Kanten der Oberseite vier Elektroden besitzt. Eine weitere Versorgungselektrode befindet sich auf der Rückseite. Bei Auftreffen eines Lichtstrahls teilt sich der durch das Licht generierte Fotostrom auf die einzelnen Elektroden auf der Oberfläche auf. Je näher eine Elektrode dem Leuchtpunkt ist, desto geringer ist der Widerstand, und umso größer ist der fließende Fotostrom. Bild 2.22 zeigt schematisch die zweidimensionale Betrachtung des Aufbaus eines solchen Detektors.

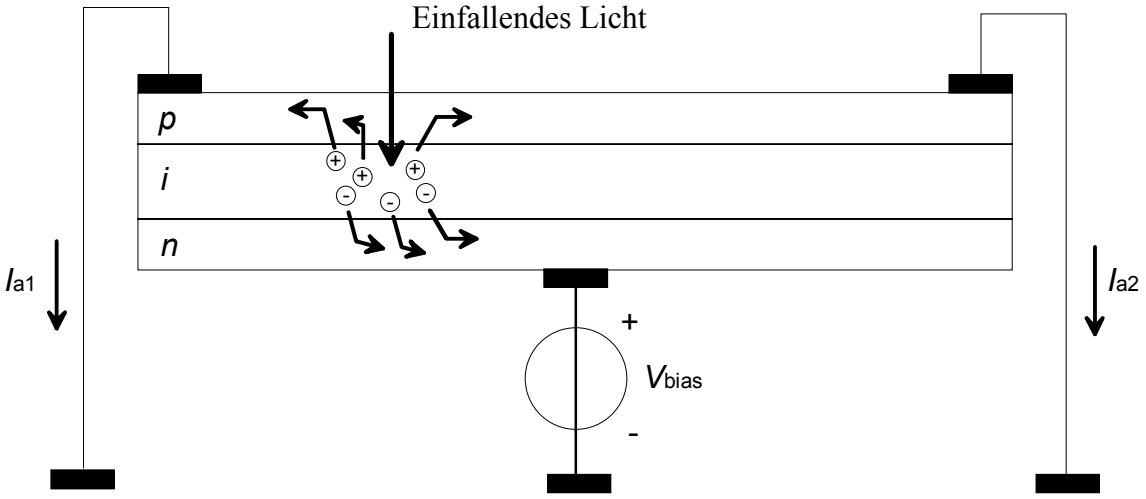


Bild 2.22: Prinzip einer positionssensitiven Flächendiode

[Hartmann 2000]

Laserdiodenrückkoppelung

Bei der Laserdiodenrückkoppelung wird ebenfalls ein reflektierender Hebelarm verwendet. Das reflektierte Licht wird in den Strahlengang der Laserdiode zurückgekoppelt, was dort zu einer messbaren Störung führt. Da dieser Effekt in der Regel nichtlinear ist, gestaltet sich die Auswertung sehr aufwendig. Eine große technische Bedeutung besitzt dieser Detektor daher nicht.

b) Elektrische Detektoren

Resistiver Sensor im Hebelarm

Bei diesem Detektionsverfahren befindet sich ein piezoresistiver Widerstand in dem Hebelarm [Itoh 1996, Minne 1995]. Bei Verbiegung des Hebelarms verändert sich der Widerstandswert. Zur Verbesserung der Auflösung im Bezug auf die Hebelarmauslenkung Δh und zur Vermeidung von Temperatureinflüssen werden diese Widerstände auch in Form von Brücken ausgeführt [Gotszalk 1998, Lindemann 1995]. Ihre Realisierung erfolgt durch etablierte Halbleitertechnologien und ist so mit hoher Güte und Präzision durchführbar. Die Kontaktierung des Hebelarms erfolgt über den Trägerkörper und darin integrierte Zuleitungen. Dieses System ist sehr einfach zu verwenden, da keine Justage erforderlich ist. Zur Zeit wird eine breite Anwendung durch Patentrechte verhindert [Aussage Dr. Rangelaw]. Erste Labormuster scheinen vielversprechend zu sein, jedoch ist die Reproduzierbarkeit dieser Muster zur Zeit ungeklärt.

Tunnelstrom-Detektor

Der Tunnelstrom-Detektor stellt die älteste Methode der Auswertung der Hebelarmverbiegung dar. Hierbei befindet sich eine Tunnelstrommessspitze über dem leitenden Hebelarm einer RKM-Messsonde [Lindemann 1995]. Zwischen beide Spitzen wird eine Spannung angelegt, und der Tunnelstrom zwischen ihnen wird als Maß für die Verbiegung des Hebelarms ausgewertet. Dieses Detektionsverfahren ist sehr aufwendig, da die Tunnelstrommessspitze sehr exakt über dem Hebelarm positioniert werden muss und zum Tunneln ein Vakuum erforderlich ist. Damit kann dieses Detektionsverfahren nicht für die Magnetkraftmikroskopie an Luft verwendet werden.

Kapazitiver Detektor

Der kapazitive Detektor besitzt eine zweite leitende Fläche über der leitenden Fläche des Hebelarms als Kapazität. Als Messsignal wird die Kapazitätsänderung verwendet. Diese entsteht in Folge der Hebelarmverbiegung, und somit der Veränderung des Plattenabstandes. Üblicherweise wird zur Kapazitätsmessung ein Wechselspannungssignal verwendet. Durch die Beschaltung können die Messergebnisse aufgrund der elektrischen Kraftwechselwirkung stark beeinträchtigt werden.

Die Werte für die dynamische Auflösungsgrenze bei der Detektion von Hebelarmauslenkungen in Tabelle 2.2 wurden auf 1/Hz normiert, um einen Vergleich zu ermöglichen.

Detektionsverfahren	**Auflösungsgrenze**	**Bemerkung**
Laserinterferometer	Statisch: 20 pm Dynamisch: 0,05 pm/$Hz^{1/2}$	aufwendig, teuer, störanfällig
Lasertriangulie	Statisch: 100 pm Dynamisch: 3 pm/$Hz^{1/2}$	einfach, aufwendige Justage
Laserdiodenrückkoppelung	Dynamisch: 3 pm/$Hz^{1/2}$	störanfällig, aufwendig
Tunnelstrom-Detektor	Statisch: 5 pm	aufwendig, benötigt Vakuum
Kapazitiver Detektor	Statisch: 100 pm	beeinflusst die Messung, da der Hebelarm beschaltet ist
Resistiver Sensor	Statisch: 10 pm	aufwendige Herstellung der Messsonden, patentrechtlich geschützt → keine kommerziellen MKM-Messsonden

Tabelle 2.2: Gegenüberstellung der unterschiedlichen Detektionssysteme eines Rasterkraftmikroskops [Sarid 1991, Burnham 1991]

Alle diese Detektionsverfahren haben ihre Vor- und Nachteile. Für das MKM eignen sich unter Normalbedingungen aus den oben genannten Gründen nur die Lasertriangulie und die kapazitiven oder resistiven Detektoren.

Beachtet man, dass das MKM zur Strommessung eingesetzt wird, so fallen alle Verfahren, die eine Beschaltung der Messsonde erfordern weg, da sie eine unnötige Beeinflussung des Testobjektes mit sich bringen. Somit steht nur die Lasertriangulie zur Verfügung. Die Laserinterferometrie ist zwar deutlich empfindlicher, jedoch auch sehr anfällig gegen kleinste Temperaturschwankungen.

2.4.4 Rastersystem für das Rasterkraftmikroskop

Es existieren unterschiedliche Möglichkeiten, die Messsonde relativ zur Probenoberfläche zu bewegen. Diese werden kurz vorgestellt. Grundsätzlich kann sowohl die Probe, als auch die Messsonde bewegt werden.

Feststehende Probe - bewegte Messsonde

Bei Messungen mit einer bewegten Messsonde liegt der Vorteil darin, dass die Probe ortsfest, und somit mechanisch und elektrisch gut zu erreichen ist. Das bedeutet, dass Nadelprober oder elektrische Tester ohne großen Aufwand angeschlossen, und so die zu untersuchende Schaltung betrieben werden kann.

Der Nachteil besteht darin, dass sowohl die Messsonde, als auch die Detektionseinheit bewegt werden müssen. Die relativ große Masse führt zu enormen Beschleunigungskräften auf den Messkopf und dessen Halterung. Außerdem können die Messwerte durch die auf die Messsonde wirkenden Beschleunigungskräfte im Bereich des Umkehrpunktes verfälscht werden. Es ist darauf zu achten, dass der zu untersuchende Bereich kleiner als der Rasterbereich ist, um eine Verfälschung der Messung durch die Kräfte im Umkehrpunkt zu vermeiden.

Bewegte Probe - feststehende Messsonde

Das Bewegen der Probe hat den Vorteil, dass keine zusätzlichen Beschleunigungskräfte auf die Messspitze und die Detektionseinheit wirken. Allerdings eignet sich dieses Verfahren nicht für Proben, die eine aufwendige Kontaktierung erfordern. Ein Aufbau mit Nadel- oder Hochfrequenzprobern ist nahezu unmöglich, da im Umkehrpunkt extrem große

Beschleunigungskräfte wirken. Dies könnte zu einer Bewegung der einzelnen Prober relativ zur Probe führen.

Man kann festhalten, dass es für die Anwendung im Funktions- und Fehleranalyselabor nur sinnvoll ist, die Sonde über der Probe zu bewegen. Andernfalls müsste die maximale Rastergeschwindigkeit derart gering gewählt werden, dass eine Messung mehrere Stunden dauern würde.

Mit herkömmlichen mechanischen Positioniereinrichtungen können die erforderlichen Genauigkeiten nicht mehr erreicht werden. Deshalb werden für diese Aufgabe Piezorastereinheiten verwendet. Piezoelektrische Werkstoffe sind Werkstoffe mit einem nicht zentralsymmetrischen Kristallsystem. Bei ihnen bewirkt eine angelegte elektrische Spannung eine mechanische Ausdehnung, die nahezu direkt proportional dem angelegten elektrischen Feld ist. Somit hat man die Möglichkeit, bei einer ausreichenden Spannungsgenauigkeit eine hochgenaue Ausdehnung des Werkstoffes zu erreichen. Um diese Eigenschaft für eine Rastereinrichtung in alle drei Raumrichtungen zu nutzen, können unterschiedliche, je nach erforderlichem Rasterbereich aufgebaute Systeme verwendet werden. Prinzipiell lassen sich zwei Piezorastersysteme unterscheiden.

Röhrenscanner

Der Röhrenscanner wird für kleinere Rasterbereiche von unter $s_{r,z}$=20 nm lateral und bis $s_{r,x}$=1 µm bzw. $s_{r,y}$=1 µm in *xy*-Richtung eingesetzt. Der Aufbau eines solchen Piezorastersystems ist in Bild 2.23 zu sehen.

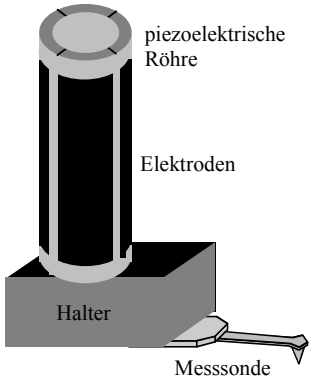


Bild 2.23: Schematischer Aufbau eines Piezorastersystems (Röhrenscanner)

Wie in Bild 2.23 dargestellt, besteht ein Röhrenscanner aus einem rohrförmigen, piezoelektrischen Werkstoff, an dem drei oder vier Elektroden angebracht sind. Diese

Elektroden werden angesteuert, um eine Bewegung in *x*- und *y*-Richtung zu erreichen. Eine Bewegung in *z*-Richtung erzielt man durch ein gleichzeitiges Ansteuern aller Elektroden. Mit dieser Piezorastereinrichtung sind Positioniergenauigkeiten von $\Delta s < 1$ nm möglich.

Piezostapel in jeder Raumrichtung

Für größere Rasterbereiche bis $s_r > 200$ µm werden Piezorastersysteme mit jeweils einem Piezostapel in jede Raumrichtung eingesetzt. Die maximal zur Verfügung stehende Betriebsspannung, bei der die Piezostapel eingesetzt werden können, unterscheidet sich nicht von der Betriebsspannung der Röhrenscanner und liegt bei einigen hundert Volt. Daher ist auch die Auflösung der Rastersysteme, basierend auf Piezostapeln, schlechter als die der Röhrenscanner. Die Auflösung des Piezorastersystems ist in der Regel durch die Genauigkeit, mit der die Betriebsspannung gesteuert werden kann, limitiert. Die maximale Auflösung der Piezostapel nimmt somit etwa um den Faktor ab, mit dem der Rasterbereich größer wird. Bild 2.24 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines solchen Rastersystems.

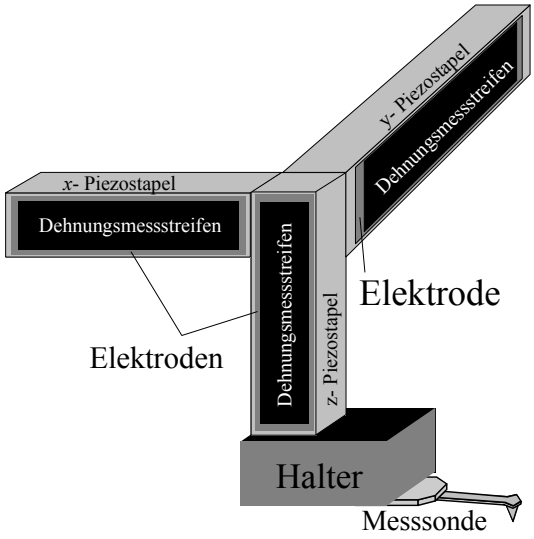


Bild 2.24: Schematischer Aufbau eines Piezorastersystems mit Piezostapeln

Ein weiterer Nachteil dieses Piezorastersystems besteht darin, dass aufgrund seines Aufbaus Nichtlinearitäten und eine Hysterese auftreten. Die Hersteller dieser Piezorastersysteme versuchen, die Verzerrungen durch Rückkoppelungen zu verhindern. Eine Möglichkeit besteht darin, Dehnungsmessstreifen an die Piezostapel anzubringen und so die Nichtlinearität auszuregeln [Topometrix 1997]. Eine weitere, etwas exaktere Möglichkeit bietet eine kapazitive Messeinrichtung für die Rückkoppelung [PI 2001]. Rastereinrichtungen mit dieser

Technik können mit einer Wiederholgenauigkeit von s_w=7,5 nm bei einem Rasterbereich von s_r=200 µm realisiert werden.

Diese Piezorastersysteme sind je nach Aufbau in der Lage, Lasten von einigen Kilogramm zu bewegen. Dies ermöglicht das Rastern komplexer Aufbauten. Es muss jedoch beachtet werden, dass bei einem schnellen Rastervorgang extrem große Kräfte aufgrund der sehr kurzen Brems- und Beschleunigungswege von wenigen Mikrometern auftreten.

2.5 Stand der Technik bei der Strommesstechnik mit dem MKM

Zusammenfassend wird hier der Stand der Technik zur Strommessung mit dem MKM dargestellt. Mit dieser Technik ist es bereits möglich, Ströme an Leiterbahngeometrien b_L von einigen wenigen Mikrometern zu messen. Die von [Campbell 1994] verwendeten Proben wiesen eine Breite von b_L=2 µm auf. Die Empfindlichkeit der Technik ist für die Untersuchung niederfrequenter Wechselströme unter Verwendung spezieller Messsonden (siehe Kap. 2.4.2 RKM-Messsonde mit ferromagnetischem Vollmaterial an der Messspitze) mit I=1 µA als ausreichend anzusehen. Die Empfindlichkeit bei Standard-Messsonden, die in großer Stückzahl zu fertigen sind, wird als ungenügend bewertet [Campbell 1994].

Hochfrequente Ströme konnten bisher noch nicht gemessen werden.

Die Gleichstrommessung mit den o.g. Messsonden ist mit I=1 mA zu unempfindlich. Inwieweit hier mit Standard-Messsonden Verbesserungen oder Verschlechterungen zu erwarten sind, war bei Beginn dieser Arbeit noch nicht untersucht worden.

In der folgenden Tabelle sind stichpunktartig die wichtigsten Größen aufgeführt.

Größe	**Wert**	**Bemerkung**
Hochfrequente Wechselströme	-	zur Zeit nicht möglich
Niederfrequente Wechselströme bis 270 kHz	1 µA	ausreichend, jedoch nur durch die in Kap. 2.4.2 vorgestellten Messsonden mit Vollmaterial an der Spitze erreichbar.
Gleichstrommessung	1 mA	nicht ausreichend; auch unter Verwendung der o.g. Messsonden mit Vollmaterial
Verdrahtungsebenen	2	wegen Störfelder in oberen Leiterbahnen kaum zu verbessern
Ortsauflösung (Leiterbahngeometrie)	2 µm	heute nicht mehr ausreichend

Tabelle 2.3: Strommessungen mit dem Magnetkraftmikroskop

Zeitgleich mit dieser Arbeit wurde an der Universität Hamburg die Gleichstrommessung mit reproduzierbar herstellbaren Messsonden untersucht. Es wurde eine theoretische Auflösungsgrenze von I=4,5 mA für Standard-Messsonden ermittelt. Messtechnisch konnten jedoch nur I=8 mA erzielt werden [Wehner 2001].

3 Realisierung einer Strommesstechnik

Dieses Kapitel stellt die Gesamtkonzeption des Messsystems vor. Im Rahmen der Arbeit finden zwei Testsysteme Verwendung, die sich in ihrem physikalischen Prinzip nicht unterscheiden. Für den überwiegenden Teil der Messungen wurde ein kommerzielles RKM mit einigen Modifikationen genutzt. Das Beheben auftretender Mängel und die Nutzung der Erfahrungen mit dem ersten System führten zur Entwicklung und Konstruktion eines zweiten, optimierten Systems.

3.1 Aufbau des Testsystems

Das erste Testsystem besteht aus dem kommerziellen Rasterkraftsystem Accurex der Firma Topometrix mit einigen apparativen Erweiterungen, die in Bild 3.1 grün dargestellt sind. Diese dienen dem Erzeugen der Signale, der Beschaltung der Probe und der Auswertung der erhaltenen Signale. Außerdem wird die Probenaufnahme und die Positioniereinrichtung der Probe des RKM ersetzt. Bild 3.1 zeigt ein Blockschaltbild des realisierten Gesamtaufbaus.

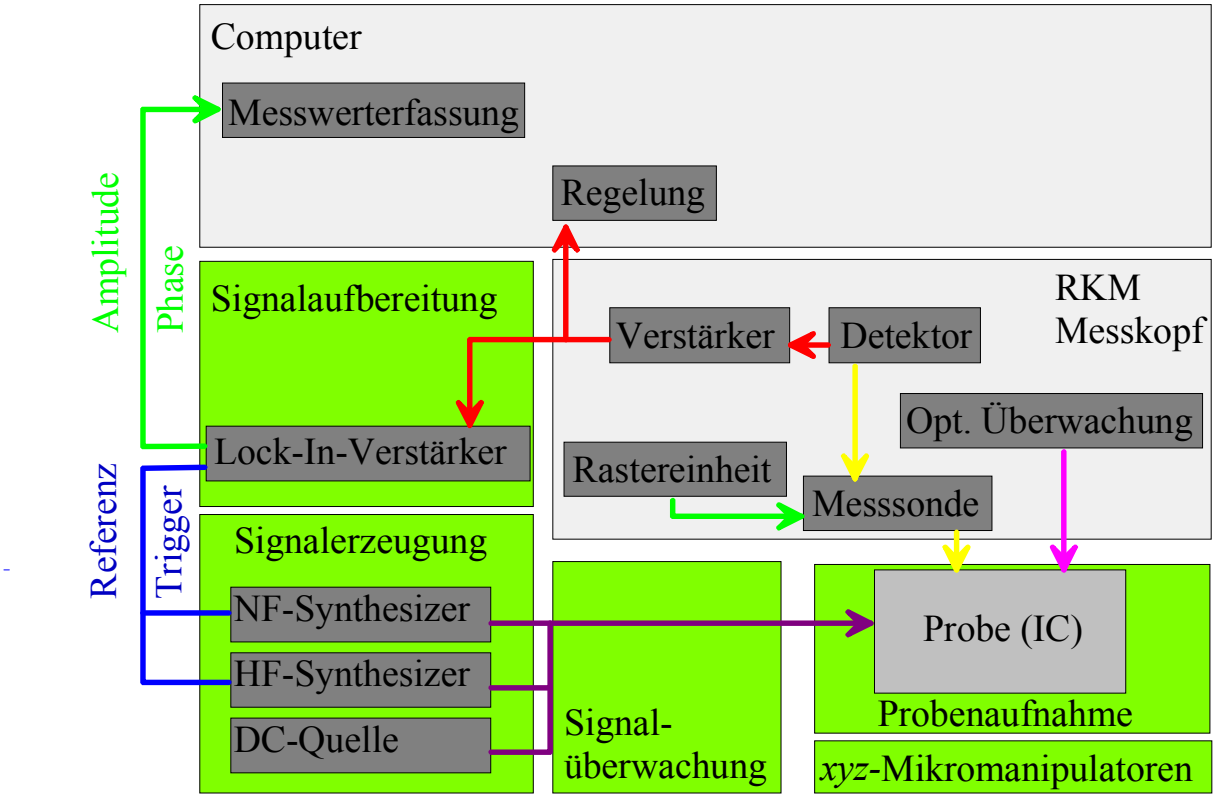


Bild 3.1: Gesamtaufbau des Messsystems zu Strommessung

Die Signalerzeugung wird je nach Bedarf mit nieder- oder hochfrequenten Synthesizern bzw. mit Gleichstromquellen realisiert. Diese müssen jeweils über ein Triggersignal phasenstarr miteinander verbunden sein, um unnötige Störsignale durch Phasenverschiebungen in den zu testenden Bauelementen zu vermeiden. Ein weiteres Triggersignal wird als Referenzsignal für den Lock-In-Verstärker benötigt. Der Lock-In-Verstärker wertet die von der Detektoreinheit des RKM ausgegebenen Messsignale aus. Hierbei werden, wie bereits in Kap 2.2 beschrieben, die Amplitude der Hebelarmschwingung und die Phase des Eingangssignals im Bezug auf das Referenzsignal gemessen. Diese Messwerte können über die beiden am RKM befindlichen Analogeingänge aufgezeichnet und über die RKM-Software dargestellt werden. Bild 3.2 zeigt ein Foto des realisierten Messaufbaus.

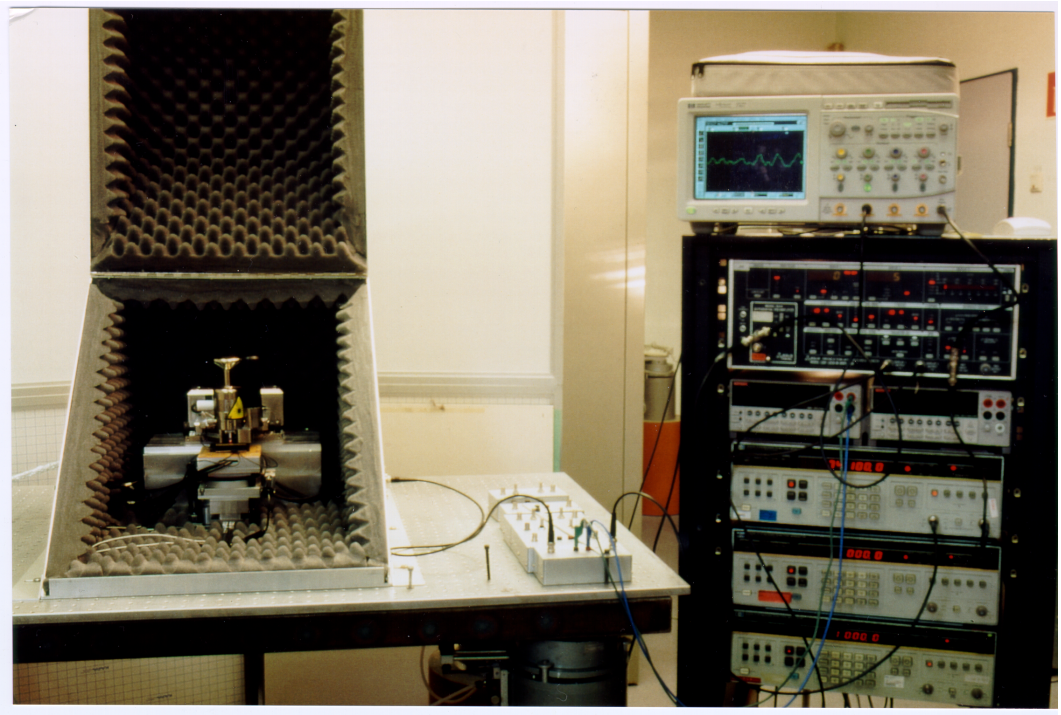
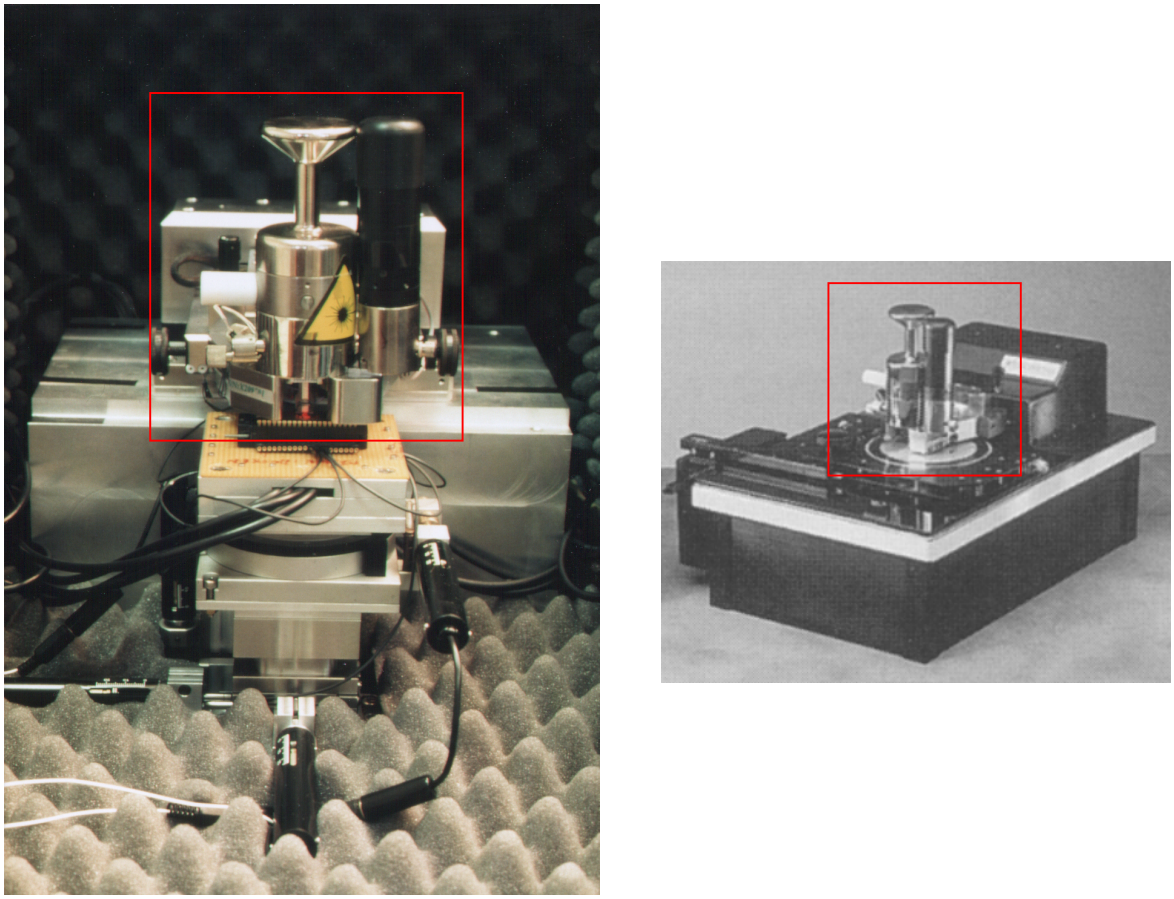


Bild 3.2: Foto des realisierten Messsystems

Rechts im Bild sind die Signalgeneratoren (HP 3325a [HP 1978]) und der Lock-In-Verstärker (EG&G [EG&G 2001]) zu sehen. Links im Foto ist das Rasterkraftmikroskop Accurex 1 der Firma Topometrix [Topometrix 1997] abgebildet. Es ist zur Abschirmung elektrischer, magnetischer und akustischer Wellen in ein mit Schaumstoff ausgekleidetes Alublechgehäuse eingebaut. Links daneben (auf dem Bild nicht mehr zu sehen) befindet sich der PC des RKM. Die Signalzuführung ist nicht für hochfrequente Signale ausgelegt, da nur Koaxialdurchführungen in das Alublechgehäuse vorhanden sind.

Bild 3.3 zeigt ein Foto des Rasterkopfes über dem Probenhalter, der auf *xyz*-Mikromanipulatoren befestigt ist.



a) b)

Bild 3.3: *a) Foto des realisierten Messaufbaus zum Positionieren des Rasterkopfes über der Probe*
b) Foto des Originalgerätes [Topometrix 1997]

Das RKM des Typs Accurex der Firma Topometrix liefert für diesen Messaufbau nur noch den Rasterkopf, in Bild 3.3 rot eingerahmt, die Elektronik und den Steuer-PC.

Die Probenaufnahme für die zu testenden Bauelemente wird gegen einen 40-poligen Dilgehäuse-Textoolsockel ausgetauscht, um in gehäusten ICs messen zu können.

Die Komponenten, die zum Positionieren der Probe vorgesehen sind, werden gegen die in Bild 3.3 a unten dargestellten, exakteren *xyz*-Mikromanipulatoren bzw. den schwingungsarmen Alublock ausgetauscht. Die Mikromanipulatoren sind mit elektrischen Verstelleinheiten, sogenannten Micromikes [Oriel 2000, Coherent 2000] ausgestattet. Diese ermöglichen es, die Probe bei geschlossenem Gehäuse von außen zu verfahren, um exakte Positionswechsel auch während einer Messung durchführen zu können.

Das Alublechgehäuse besitzt Durchführungen für spezielle Zuleitungen, wie beispielsweise Hochfrequenzsignale. Diese Durchführungen sind, wenn sie nicht benötigt werden, durch Abdeckbleche verschlossen. Bei Bedarf kann der Textoolsockel leicht gegen einen anderen Probenhalter ausgetauscht werden. Somit sind auch Messungen an Bauelementen möglich, die nicht im Dil-Gehäuse aufgebaut sind.

Das hier verwendete RKM weist einige Defizite auf. Diese sind:

- schlechter Testzugriff aufgrund des kompakten Aufbaus des RKM-Messkopfes und der großen Messsondenhalterung,
- schlechte Handhabung beim Messsondenwechsel,
- schlechte Justage der Detektionseinrichtung,
- starke Drift der *xyz*-Piezostellglieder trotz einer Linearisierung über DMS,
- stark verrauschtes Detektorsignal (schlechte Verstärkerbausteine),
- schwieriger Einbau neuartiger Sensorkonzepte und
- begrenzte Möglichkeiten der Probenbeschaltung.

Aufbau des neuentwickelten Testsystems

Das im Rahmen der Arbeit entwickelte Testsystem basiert auf dem selben Konzept wie das oben vorgestellte Testsystem und auf den in Kap. 2 aufgeführten physikalischen Grundlagen. Einige Detaillösungen und Verbesserungen im Bezug auf die oben genannten Defizite werden vorgenommen, so dass die Messergebnisse beider Geräte vergleichbar sind.

Bei diesem RKM wird die Positionierung der Messsonde nicht mehr durch Verfahren der Probe, sondern durch Verfahren des Messkopfes erreicht. Nur die Verkippung der Probe ist über zwei Verkipptische in beide Raumrichtungen geregelt. Somit hat man die Möglichkeit, mit Nadelprobern, die nach der Ausregelung der zum Messkopf relativen Verkippung aufgesetzt werden, jeden beliebigen Punkt auf der Probe anzufahren. Dabei wirken, wie in Kap. 2.4.4 beschrieben, keine Beschleunigungskräfte auf die empfindlichen Nadeln. In Bild 3.5 ist der realisierte Messaufbau zu sehen.

Bild 3.4 zeigt den schematischen Aufbau des neuentwickelten RKM.

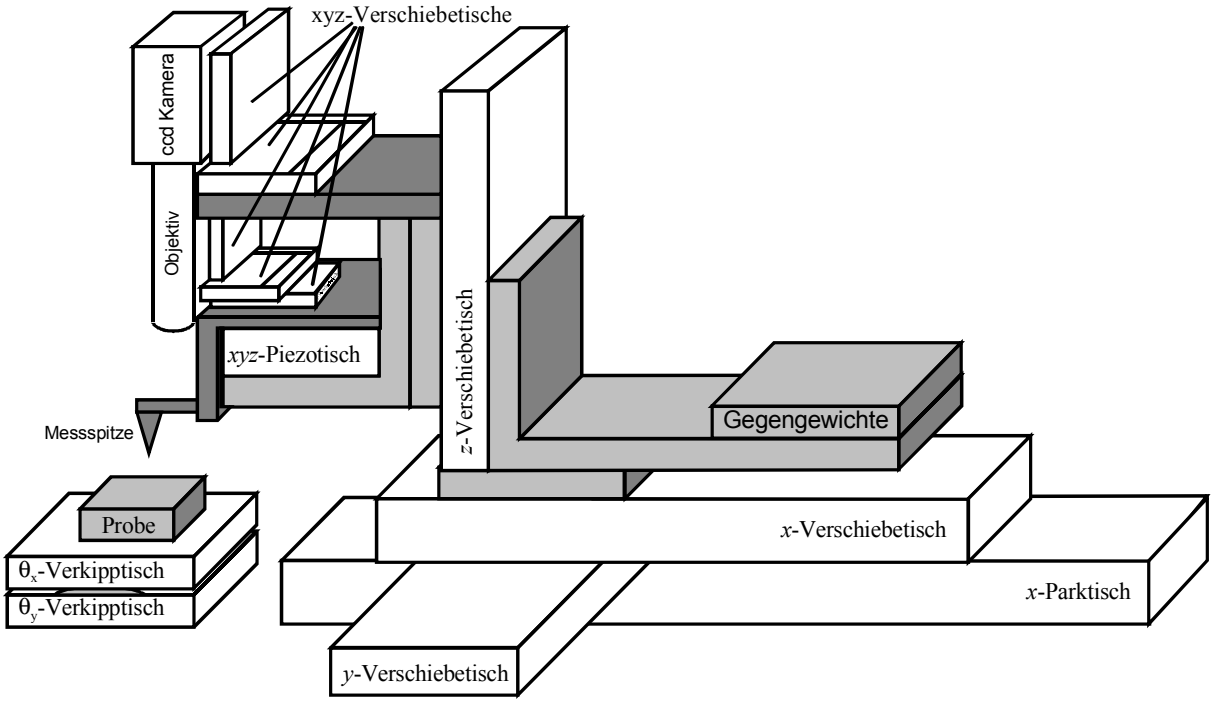


Bild 3.4: Aufbau des neuentwickelten RKM

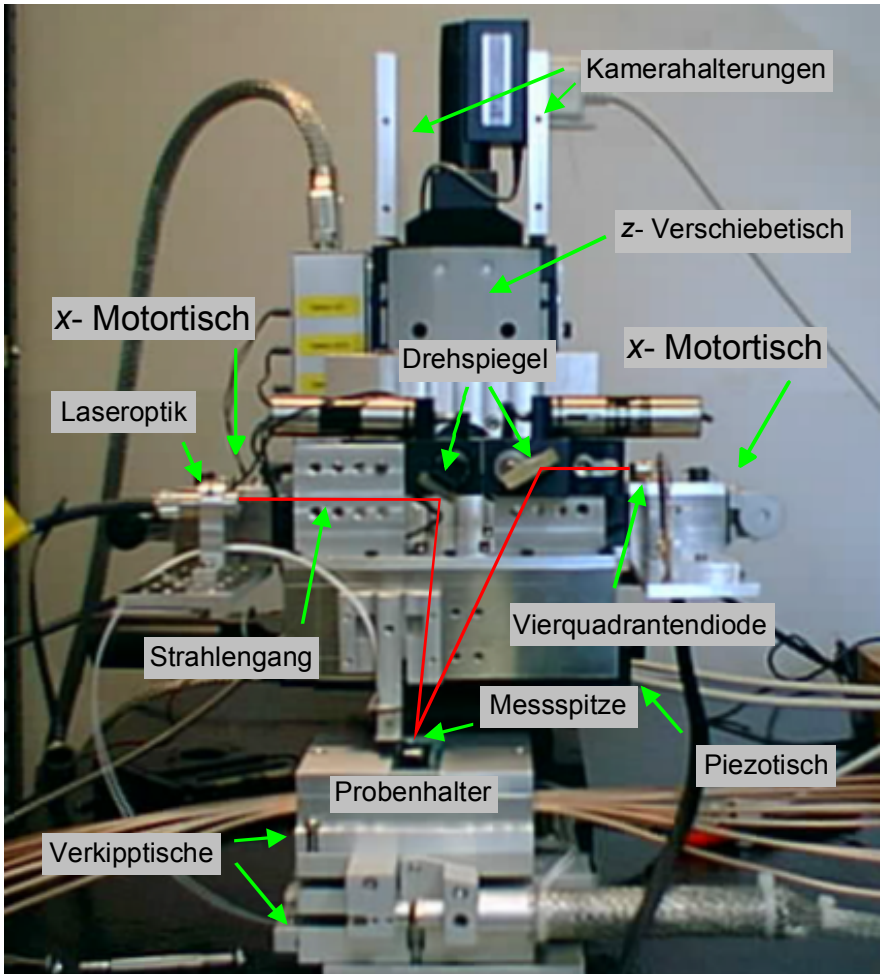


Bild 3.5: Foto des Messaufbaus [Ney 2000]

In Bild 3.5 ist die optische Kontrolle, eine Kamera mit Verschiebemotoren, entfernt worden, um den Blick auf die Detektionseinheit freizugeben.

Durch die offene Bauweise der Detektionseinheit ist es möglich, die Neigung der Messsonde nahezu beliebig zu verändern. Üblicherweise beträgt der Winkel der Messsonde zur Probenoberfläche nur α=15°, was Messungen an gebondeten ICs verhindert.

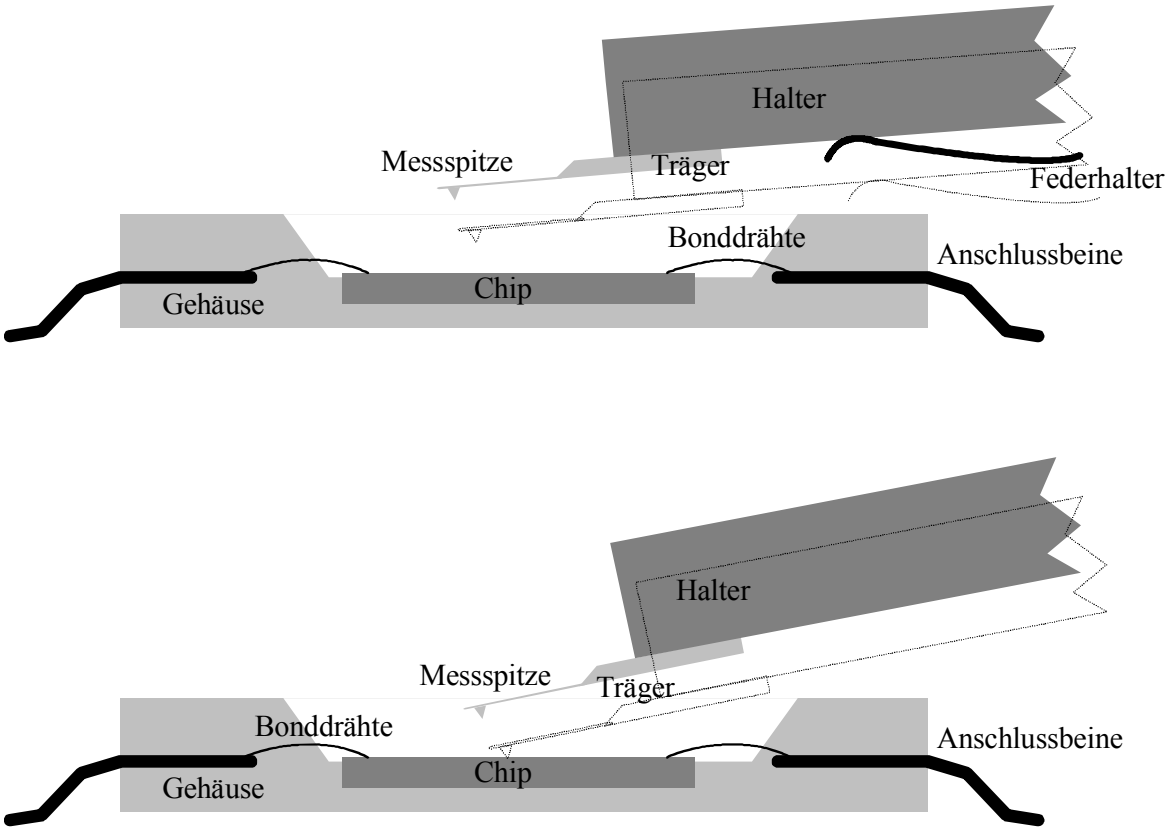


Bild 3.6: Schematische Darstellung des Testzugriffs an gehäusten ICs

Bild 3.6 verdeutlicht das Problem. In dem neuen Aufbau kann der Winkel zwischen Messsonde und Probe deutlich größer sein. Dies ermöglicht die Messung in ICs, wenn auch nur in flachen Gehäusen. Auch die Form der Messsondenhalterung, an welcher der Trägerkörper der Messsonde angeklebt wird, ist deutlich verbessert. Sie läuft spitz zu, so dass der benötigte Platz wesentlich minimiert werden konnte. Eine weitere Verbesserung ist die Aufnahme der Messsondenhalterung, die nicht durch eine Feder, wie in Bild 3.6 zu sehen, sondern durch eine Schraube, die über einen Winkel an den Messkopf befestigt ist, realisiert wird. Somit kann ein zusätzlicher Platzgewinn zwischen Probe und Messsondenhalterung, wie das Foto in Bild 3.7 zeigt, erreicht werden [Ney 2000].

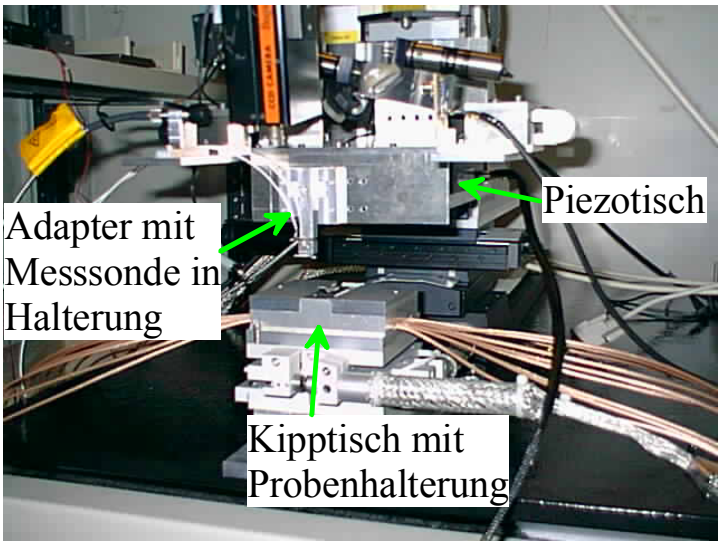


Bild 3.7: Foto der Messsondenhalterung [Ney 2000]

Durch die Größe der Aufnahme für die Messsondenhalterung und der Halterung selbst ist eine gute Handhabung möglich. Auch das Aufkleben der Messsonden gestaltet sich durch einen externen Aufbau zum Befestigen der Messsondenhalterung sehr einfach. So kann die benötigte Zeit zum Wechseln einer Messsonde deutlich reduziert werden. Eine weitere Verbesserung in der Handhabung stellt der voll motorisierte Messkopf dar. Mit ihm kann man den Laser sehr schnell und einfach auf der Messsonde positionieren. Dies ist nicht zuletzt dadurch unterstützt, dass die Motoren den Laser parallel zu den Monitorkanten verfahren. Ebenso kann durch eine zweidimensionale Darstellung des Auftreffpunktes auf dem positionssensitiven Detektor eine sehr schnelle Einstellung des Detektors erreicht werden.

Als Rastereinheit dient ein *xyz*-Piezopositioniertisch der Firma PI [PI 2000]. Er ist mit einer Positioniergenauigkeit von Δs=7,5 nm und einem Verfahrweg von s=100 µm in *x*- und *y*-Richtung und s_z=20 µm in *z*-Richtung spezifiziert. Dieser Tisch verfügt durch den Einsatz kapazitiver Sensoren über eine sehr gute aktive Linearisierung und besitzt somit eine Wiederholgenauigkeit von $s_{w,z}$=1,5 nm in *z*-, und s_w=7,5 nm in *x*- und *y*-Richtung. Diese Auflösung wird vor allem durch die Ansteuerelektronik bestimmt. Die kapazitive Linearisierung funktioniert deutlich besser als die Linearisierung über Dehnungsmessstreifen [PI 2000]. Somit kann auch das Driften deutlich reduziert werden, vor allem bei sehr kleinen Messbereichen von s_m=5 µm, bei denen die Linearisierung durch den Einsatz von Dehnungsmessstreifen an ihre Grenzen stößt [Topometrix 1997].

Das neu aufgebaute Testsystem verwendet, analog dem Topometrix Accurex, die Lasertriangulie als Detektionsverfahren mit einer Vierquadrantendiode als positionssensitivem Detektor. Jedoch ist es durch geeignete Anpassung der Verstärkereinheit

der Auswerteelektronik möglich, die Auflösungsgrenze des Systems sowohl im statischen, als auch im, für die Strommessung entscheidenden, dynamischen Fall um den Faktor 12 gegenüber dem oben vorgestellten Testsystem zu steigern [Hartmann 2000].

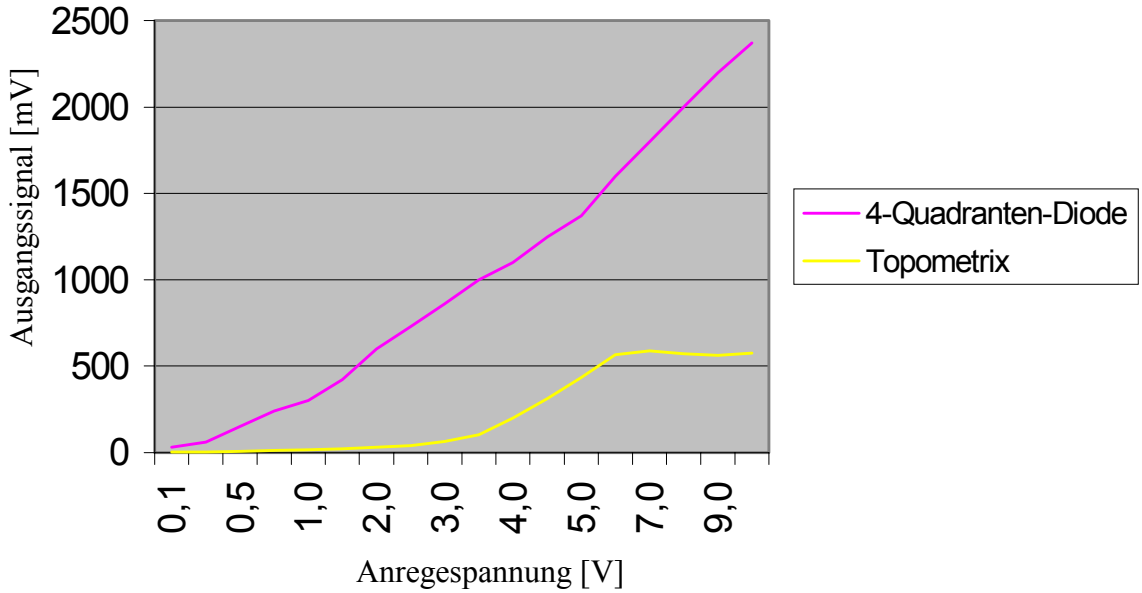


Bild 3.8: *Vergleich des mit einem Lock-In-Verstärker gemessenen Detektorausgangssignals zwischen dem Accurex und dem neu entwickelten RKM* *[Hartmann 2000]*

Bei der in Bild 3.8 dargestellten Messung wird die Messsonde mit einem Piezokristall, der sich zwischen Rastereinheit und Messsonde befindet, über ein Wechselsignal bei der Resonanzfrequenz zum Schwingen angeregt. Im Diagramm ist das Ausgangssignal des Detektorsystems über die Anregespannung am Piezoglied dargestellt.

Die optische Kontrolle des Testsystems ist ebenfalls deutlich verbessert. Die Kamera ist in alle Raumrichtungen frei beweglich, wird aber in *x*- und *y*-Richtung von den Lineartischen mitbewegt. Dies ermöglicht es, eine einmal eingestellte Perspektive relativ zur Messsonde beizubehalten. Die Kamera wird jedoch nicht mit dem Messkopf mitgerastert, sodass das Bild während der Messung feststeht. Auch das Annähern oder Entfernen der Messspitze führt nicht zu einer Veränderung des Kontrollbildes.

Ein unter der *xyz*-Positioniereinheit angebrachter „Parktisch“ mit einem Verfahrweg von 30 cm ermöglicht das schnelle Entfernen des gesamten Messkopfes, um ohne Behinderung an der Probe arbeiten zu können. Dies hat neben dem erhöhten Platzangebot auch den Vorteil, dass die Messsonde nicht unbeabsichtigt zerstört werden kann, zum Beispiel bei der Positionierung von Nadelprobern. Beim „Parken“ kann die vorherige Position der Messsonde

gespeichert, und mit den Motoren bis auf ca. s_w=2 µm wieder angefahren werden. Durch den Einsatz von Zusatzkomponenten wie Positionsgebern, verbessert sich dieser Wert auf s_w=0,5 µm [PI 2001]. Dies ist bei einem Rasterbereich des Piezoverschiebetisches von $s_{r,x}$=100 µm, $s_{r,y}$=100 µm und $s_{r,z}$=20 µm jedoch nicht erforderlich.

Die Probenaufnahme und Beschaltung wird, wie beim zuvor vorgestellten System, durch einen 40-poligen Textoolsockel mit koaxialen Zuleitungen realisiert. Wegen des s_x=5 cm großen Verfahrweges des Messkopfes in *z*-Richtung, hat man im Bezug auf neue Probenaufnahmen, neue Gehäuse oder Prober einen sehr großen Spielraum.

Die Ansteuerelektronik des Piezotisches und der Messeingänge stammt von der Firma Anfatec. Sie ermöglicht die Ansteuerung des über kapazitive Sensoren linearisierten Piezoverschiebetisches. Die Elektronik der *xyz*-Verfahrtische liefert die Firma PI, die auch die entsprechenden Tische herstellt. Die verwendete Software basiert auf einer Freewarelösung der Firma Anfatec, bei der alle Quellcodes frei und unentgeltlich zugänglich sind. Als Signalquellen dienen die bereits oben vorgestellten Synthesizer und DC Quellen. Die Auswertung der Detektorsignale erfolgt ebenfalls analog dem obigen Messstand mittels des Lock-In-Verstärkers.

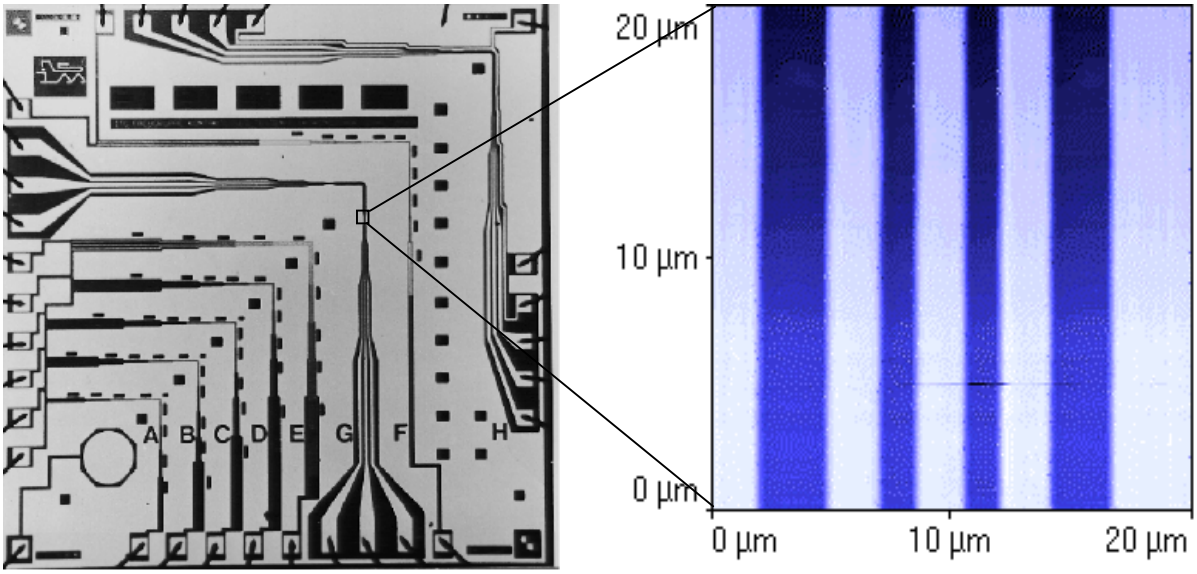
Beim Aufbau wird auf größtmögliche Modularität geachtet, so dass das Adaptieren neuer Messsonden sehr schnell durch Anpassung einzelner Komponenten realisiert werden kann. So ist es zum Beispiel möglich, den Nadelsensor, der ein vielversprechendes Konzept im Hinblick auf den Testzugriff darstellt [Neinhys 2001], an diesem Gerät zu betreiben.

3.2 Verwendete Teststrukturen

Im Rahmen dieser Arbeit finden unterschiedliche Teststrukturen Verwendung. Für den überwiegenden Teil der Messungen dient ein Testchip der Informationstechnischen Gesellschaft (ITG), der zur Evaluation der Leistungsfähigkeit unterschiedlicher Elektronenstrahltester entworfen wurde [Richter 1992]. Da diese Teststruktur nur Leitungsgeometrien zur Strommessung von b_L=2-32 µm besitzt, wird für Messungen an kleineren Leiterbahngeometrien eine Teststruktur, hergestellt am Fraunhofer Institut München, verwendet. Zur Messung hochfrequenter Ströme dient eine Koplanarleitung. Die Teststrukturen sind im Folgenden dargestellt.

3.2.1 ITG-Teststruktur

Entwickelt wurde die ITG-Teststruktur zur Evaluation der Leistungsfähigkeit des E-Beam Testers [Richter 1992]. Bei ihr handelt es sich um eine Teststruktur auf einem Siliziumsubstrat. Auf einer Fläche von A_{Str}=4,5 mm x 4,5 mm befinden sich unterschiedliche Leiterbahnanordnungen. Ein Foto der Teststruktur ist in Bild 3.9 zu sehen.



a) b)

Bild 3.9: ITG –Teststruktur
a) Lichtmikroskopische Aufnahme
b) RKM-Aufnahme der in a) markierten Stelle

Die Strommessungen im Rahmen dieser Arbeit werden ausschließlich an der Struktur G der Teststruktur durchgeführt. Diese Leiterbahnstruktur aus drei nebeneinander verlaufenden Leiterbahnen ist als Koplanarleitung ausgeführt und verjüngt sich 4 mal von b_L=32 µm durch jeweiliges Halbieren der Strukturbreite auf b_L=2 µm. Der Abstand der einzelnen Leiterbahnen zueinander beträgt jeweils die halbe Leiterbahnbreite. Die Leiterbahnbreite am 90°-Winkel beträgt b_L=4 µm. Dieser Winkel ist in Form von zwei 45°-Winkeln ausgeführt.

Umgeben sind die h_L=600 nm hohen Leiterbahnstrukturen von einer ebenfalls h_{Str}=600 nm hohen Massefläche. Sowohl die Leiterbahnen, als auch die Masseflächen bestehen aus Aluminium.

3.2.2 Leiterbahnen mit b_L=75 nm bis b_L=1000 nm Breite (Fraunhoferstruktur)

Eine weitere im Rahmen der Arbeit eingesetzte Teststruktur ist die im Fraunhofer Institut München hergestellte, und in Bild 3.10 dargestellte Struktur.

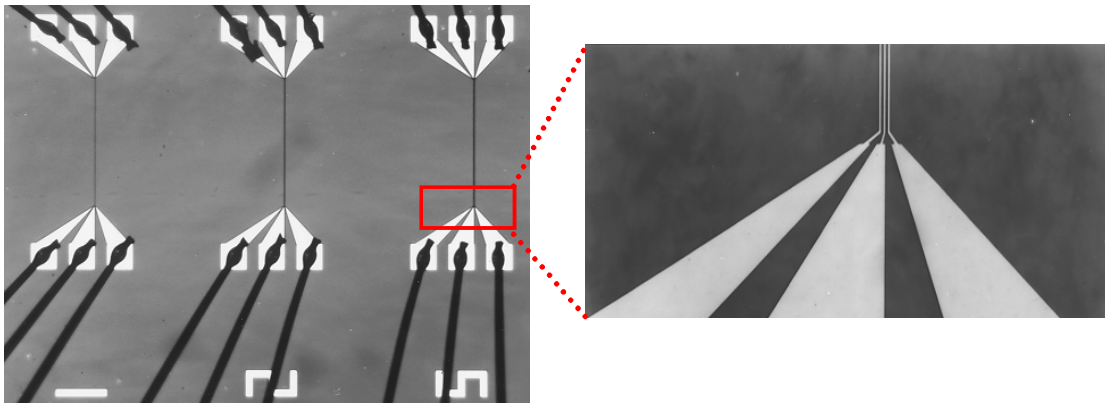
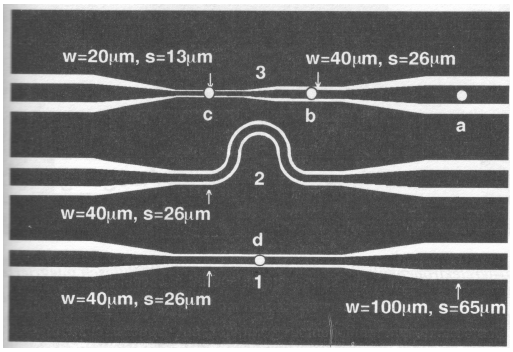


Bild 3.10: Lichtmikroskopische Aufnahme der Teststruktur

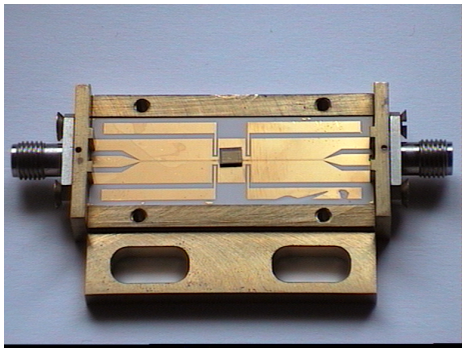
Sie besteht aus Siliziumsubstrat und hat fünf Testanordnungen von jeweils drei parallelen Leiterbahnen. Die Leiterbahnen bestehen aus h_L=5 nm Titan und h_L=25 nm Gold. Die Breite der Leiterbahnen beträgt jeweils b_L=1000 nm, b_L=500 nm, b_L=250 nm, b_L=100 nm und b_L=75 nm. Der Abstand entspricht der Breite der Leiterbahnen. Je drei dieser Strukturen befinden sich in einem Dil-40-Gehäuse, wobei der Chip höher eingebaut ist als normal vorgesehen. So entstehen keine Probleme bezüglich des Testzugriffes. Die b_L=75 nm breiten Leiterbahnen sind aufgrund von Defekten zur Strommessung ungeeignet.

3.2.3 Hochfrequenz-Koplanarleitungen

Die hochfrequenzfähige Probe besteht aus einer Leiterbahnstruktur, die auf h_{Sub}=510 µm dickem semiisolierenden GaAs-Substrat aufgebaut ist. Bild 3.11 zeigt den Aufbau dieser Leiterbahnanordnung. Die Struktur befindet sich in einem Gehäuse, das bis f=40 GHz ausgelegt ist [Mertin 1994].



a)



b)

Bild 3.11: HF-Teststruktur
a) Foto der Hochfrequenz-Teststruktur
b) Foto der Testobjekthalterung. Darin ist der Trägerkörper eingebaut, auf dem sich die Testschaltung befindet

In Bild 3.11 ist deutlich zu erkennen, dass die A_{Str}=3 mm x 2 mm große Teststruktur aus drei koplanaren Leiterbahnen besteht. Die Geometrie der Strukturen ist derart gewählt, dass sie jeweils einen Wellenwiderstand von R=50 Ω besitzen. Die Goldschicht der Leitungs- und Masseelektroden ist h_{Str}=3 µm dick. Die Testchips sind auf Aluminiumoxid-Keramik (Al_2O_3)-Trägern angebracht, da ein Dil-Gehäuse nicht die für hochfrequente Messungen notwendige Leitungsspannung von einem Wellenwiderstand R=50 Ω aufweist. Auf der Oberfläche des Trägers befinden sich wellenangepasste, koplanare Leiterbahnstrukturen aus Gold. Die elektrischen Verbindungen zwischen Testobjekt und Testträger werden jeweils durch Bonddrähte der Dicke d_B=25 µm hergestellt. Die Keramikträger werden, wie in Bild 3.11 zu sehen, anschließend in Testobjekthalterungen eingebaut. Diese dienen neben einer mechanisch stabilen Fixierung auch dem Übergang von den Hochfrequenzkabeln auf die Koplanarleitungen, die auf dem Keramikträger aufgebracht sind. Die Übertragungseigenschaft der Teststruktur ist nicht über den gesamten Frequenzbereich gleichbleibend [Mertin 1994].

4 Evaluation geeigneter Messsonden

Zur Strommessung mit dem Magnetkraftmikroskop wurden in der Vergangenheit ausschließlich speziell angefertigte Messsonden aus ferromagnetischem Vollmaterial an der Messspitze, siehe Kap. 2.4.2, benutzt [Campbell 1994]. In dieser Arbeit kommen erstmals kommerziell hergestellte MKM-Messsonden zur Strommessung zum Einsatz. Ihre unterschiedliche Geometrie, die verschiedenen Materialien, sowie die Ergebnisse der Untersuchungen bezüglich ihrer Leistungsfähigkeit werden in diesem Kapitel präsentiert.

4.1 Messsonden

Folgende kommerzielle Messsondentypen wurden untersucht:

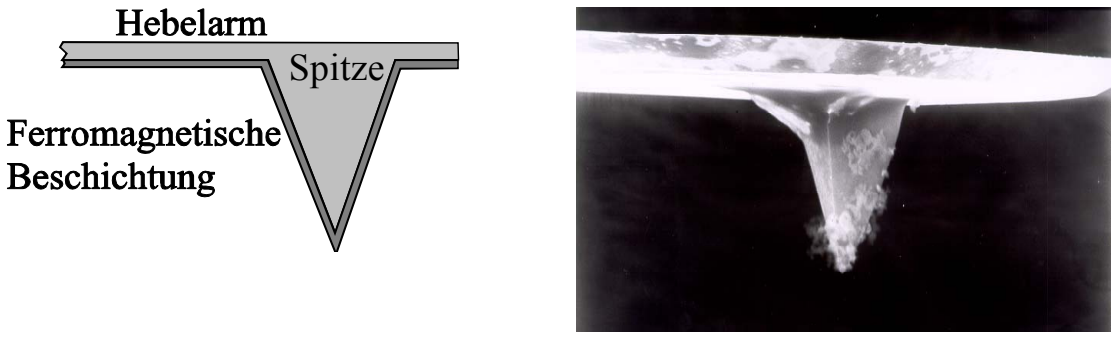
Messsondentyp	**Länge *l*/ Breite *b*/ Dicke *d* in µm**	**Beschichtung Material/Dicke in nm**	**Resonanz-frequenz in kHz**	**Besonderheiten**
Nanosensors MFM	*l*= 225 / *b*=28 / *d*=3	CrCo /50	75	-
MDT CSC17	*l*=460 / *b*=50 / *d*=2	Co /15	8-12	-
MDT NSC15Co	*l*=125 / *b*=35 / *d*=4	Co /15	325	-
MDT NSC15Ni	*l*=125 / *b*=35 / *d*=4	Ni /15-Au /5	325	nur Messspitze beschichtet
MDT CSC12Co	*l*=350 /*b*=35 / *d*=2 *l*=300 /*b*=35 / *d*=2 *l*=250 /*b*=35 / *d*=2 *l*=130 /*b*=35 / *d*=2 *l*=110 /*b*=35 / *d*=2 *l*=90 /*b*=35 / *d*=2	Co /15	21 28 41 150 210 315	-
MDT CSC12Ni	s.o. (CSC12Co)	Ni /15	s.o.	-

Tabelle 4.1: Aufstellung der untersuchten Messsondentypen

Im Rahmen der Arbeit wurden weitere Messsonden in Kooperation mit der Firma Anfatec an der Universität Chemnitz auf Basis des Sondenrohlings NCS17 der Firma MikroMasch entwickelt. Ziel war es, Störeinflüsse, wie in Kap. 7 beschrieben, zu unterbinden. Die entwickelten Messsonden, sowie erste Messergebnisse werden in Kap. 7.2 und Kap. 7.3 vorgestellt.

Messsonde des Typs Nanosensors MFM

Von der MFM-Messsonde der Firma Nanosensors [Nanosensors 2001] sind lediglich die Hauptbestandteile der magnetischen Schicht der Legierung, Kobalt und Chrom, nicht aber deren Zusammensetzung bekannt. Die Form der Sonde ist in Bild 4.1 zu sehen.



a) b)

Bild 4.1: MKM-Messsonde der Firma Nanosensors
a) Schematischer Aufbau
b) REM-Aufnahme: Das Bild wurde nach dem Gebrauch aufgenommen. Die Verschmutzungen der Sonde durch den Messvorgang sind deutlich zu erkennen

Die Messsonde hat eine Länge von l=225 µm, eine Breite von b=28 µm und ihre Dicke beträgt etwa d=3 µm. Aus der allgemeinen Gleichung für die Resonanzfrequenz einer Messsonde [Nanosensors 2001]

$$f = 0{,}162 \cdot \sqrt{\frac{E}{\rho}} \cdot \frac{d}{l^2} \qquad (4.1)$$

ergibt sich diese mit den oben genannten Größen zu f=75 kHz. Wobei in dieser Gleichung E dem Elastizitätsmodul und ρ der Dichte des Siliziums entspricht.

Die Federrate c dieses Messsondentyps kann mit [Nanosensors 2001]

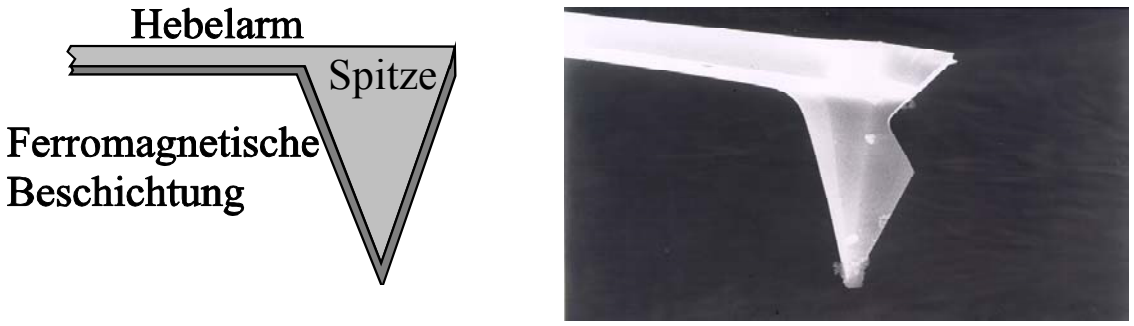
$$c = \frac{E \cdot b \cdot d^3}{4 \cdot l^3} \qquad (4.2)$$

zu c=2,8 N/m bestimmt werden. Die Dicke der magnetischen Schicht beträgt ca. d_{mag}=50 nm.

Messsonden der Firma MDT

Alle Messsonden der Firma MDT, die in dieser Arbeit Verwendung finden, weisen den gleichen Aufbau auf und bestehen aus Silizium als Basismaterial. Sie differieren lediglich in der Geometrie, d.h. Länge und Dicke des Hebelarms, sowie in ihrer ferromagnetischen Beschichtung.

Die Messsonden unterscheiden sich in ihrem Aufbau deutlich von der oben genannten Messsonde der Firma Nanosensors.



a) b)

Bild 4.2: MKM-Messsonde der Firma MDT
a) Schematischer Aufbau
b) REM-Aufnahme

Deutlich ist zu sehen, dass sich die Messspitze dieser Messsonden unmittelbar am Ende des Hebelarms befindet. Im Gegensatz dazu weist der Hebelarm der Messsonde der Firma Nanosensors einen Überhang von ca. $l_{ü}$=20 µm auf.

Typ CSC17 der Firma MDT

Die Messsonde des Typs CSC17 der Firma MDT [MDT 1999] hat eine Länge von l=460 µm und eine Breite von b=50 µm. Ihre Dicke wird mit ca. d=2 µm angegeben, was durch Gleichung 4.1 zu einer Resonanzfrequenz von ca. f=12 kHz und einer Federrate von c=0,15 N/m führt. Die Dicke des magnetisch aktiven Materials, bei dieser Messsonde Kobalt, beträgt ca. d_{mag}=15 nm.

Typ NSC15Co der Firma MDT

Die Messsonde des Typs NSC15Co der Firma MDT hat eine Länge von l=125 µm und eine Breite von b=35 µm. Ihre Dicke wird mit ca. d=4 µm angegeben, woraus sich eine Resonanzfrequenz von ca. f=325 kHz und eine Federrate von c=40 N/m ergibt. Der magnetische Film auf der Messsonde besteht aus Kobalt in einer Stärke von d_{mag}=15 nm.

Typ NSC15Ni der Firma MDT

Die Messsonde des Typs NSC15Ni der Firma MDT entspricht in ihren Maßen der vorherigen; der Unterschied liegt in der ferromagnetischen Beschichtung. Die Schichtdicke des Nickels beträgt d_{mag}=15 nm und ist von einer $d_{mag,schutz}$=5 nm dicken Goldschicht überzogen. Dies hat keinen bzw. nur einen geringen Einfluss auf die Messung, da Gold paramagnetisch ist. Bei dieser Messsonde wurde ein spezielles Aufdampfverfahren erprobt, das es ermöglicht, nur den vorderen Teil der Messsonde zu bedampfen.

Typ CSC12Co der Firma MDT

Dieser sogenannte Multilever-Chip integriert sechs verschieden lange Messsonden auf einem Trägerchip.

Bild 4.3: Schematische Abbildung eines Multilever-Chips

Die sechs Hebelarme sind jeweils b=35 µm breit und d=2 µm dick. Die Dicke der Beschichtung aus Kobalt beträgt je ca. d_{mag}=15-20 nm.

An der einen Seite des Multilever-Chips befinden sich sehr lange Hebelarme. Sie messen l=350 µm (f=21 kHz / c=0,30 N/m), l=300 µm (f=28 kHz / c=0,35 N/m) und l=250 µm (f=41 kHz / c=0,65 N/m). Die Hebelarme an der anderen Seite sind l=130 µm (f=150 kHz / c=4,5 N/m), l=110 µm (f=210 kHz / c=7,5 N/m) und l=90 µm (f=315 kHz / c=14 N/m) lang.

Damit stehen für die Untersuchungen jeweils drei, bis auf die Hebelarmlänge identische Messsonden zur Verfügung, ohne dass ein Umbau notwendig ist. Der Multilever-Chip ermöglicht die Untersuchung des Einflusses der Hebelarmlänge auf die Strommesstechnik. Die Ergebnisse dieser Messungen werden in Kap. 7.1 vorgestellt.

Typ CSC12Ni der Firma MDT

Dieser Multilever-Chip entspricht in seinen Abmessungen und physikalischen Eigenschaften dem oben beschriebenen Multilever-Chip Typ CSC12Co der Firma MDT. Lediglich das Beschichtungsmaterial, hier Nickel, ist unterschiedlich.

4.2 Versuchsdurchführung und Ergebnisse

Mit jedem Messsondentyp werden zunächst an der in Kap. 3 vorgestellten ITG-Teststruktur Ströme an unterschiedlichen Leiterbahnbreiten gemessen. Ermittelt wird der Messsignalpegel bei einem Strom von I=1mA an Leiterbahnen zwischen b_L=2 µm und b_L=16 µm Breite. Ebenfalls wird der kleinste noch zu detektierende Strom verglichen und die Ortsauflösung bei zwei nebeneinander liegenden stromführenden Leiterbahnen untersucht.

Ergebnisse zu den Messsonden des Typs NSC15Co und NSC15Ni der Firma MDT

Beide Messsondentypen basieren auf dem gleichen Sonden-Rohling und unterscheiden sich nur in der Art der Bedampfung und dem dazu verwendeten Material. Die Messsonde des Typs NSC15Co ist mit Kobalt über den gesamten vorderen Teil des Hebelarms in einer Stärke von ca. d_{mag}=15 nm bedampft, die Messsonde des Typs NSC15Ni mit einer Nickelbeschichtung in einer Dicke von ca. d_{mag}=15 nm nur auf der eigentlichen Messspitze. Bei beiden Messsonden ist die resultierende Kraft im Verhältnis zur sehr hohen Federrate von c=40 N/m sehr gering und verursacht nur minimale Biegemomente. Da die Verbiegung des Hebelarms zur Auswertung detektiert wird, ist die Auflösungsgrenze äußerst gering. Es können nur Ströme in Größenordnungen von einigen I=10 mA detektiert werden.

Das Ziel der selektiven Bedampfung der Messsonde des Typs NSC15Ni ist die Erhöhung der Ortsauflösung bei der Stromdetektion. Da der Umstand, dass nur die eigentliche Spitze des Hebelarms mit einer dünnen Schicht Nickel überzogen ist, ein um Größenordnungen

geringeres Wechselwirkungsvolumen ermöglicht, sind die entsprechenden Ergebnisse nicht mehr detektierbar. So kann man für beide Messsonden davon ausgehen, dass sie in keiner Weise für die angestrebte Strommesstechnik kleinster Ströme und an kleinsten Strukturen geeignet sind.

Multilever-Chip Messsonden Typ CSC12Co und CSC12Ni der Firma MDT

Aufgrund gleicher Abmessungen verhalten sich die Messsonden der beiden Multilever-Chips im Anwendungsbereich der Topografie identisch. Bei der MKM-Messung, die der Strommessung zugrunde liegt, zeigt der Multilever-Chip CSC12Ni mit seiner nur d_{mag}=12 nm-d_{mag}=15 nm dicken Nickelbeschichtung eine geringere Auflösungsgrenze als der kobaltbeschichtete Multilever-Chip CSC12Co. Eine Ursache der schlechten Ergebnisse der nickelbeschichteten Messsonde kann im unterschiedlichen magnetischen Verhalten von Kobalt und Nickel liegen. Dies kann sich auch auf die jeweils resultierende Kraft auswirken und so unterschiedliche Auflösungsgrenzen erklären.

Eine Untersuchung des Einflusses der Hebelarmlänge l und somit der Federrate c auf die Messempfindlichkeit wird in Kap. 7.1 vorgestellt.

Ergebnisse zu den Messsondentypen MFM der Firma Nanosensors und CSC17 der Firma MDT

Die topografische Auflösung beider Messsonden ist nahezu gleich.

Hinsichtlich der Strommessung eignen sich diese beiden Messsondentypen am besten. Die Unterschiede bei den Messergebnissen zeigen die folgenden Messungen. Die Messung in Bild 4.4 zeigt die Ergebnisse einer Strommessung an einer b_L=2 µm breiten Leiterbahn mit I=1 mA, I=0,75 mA, I=0,5 mA und I=0,25 mA Stromfluss.

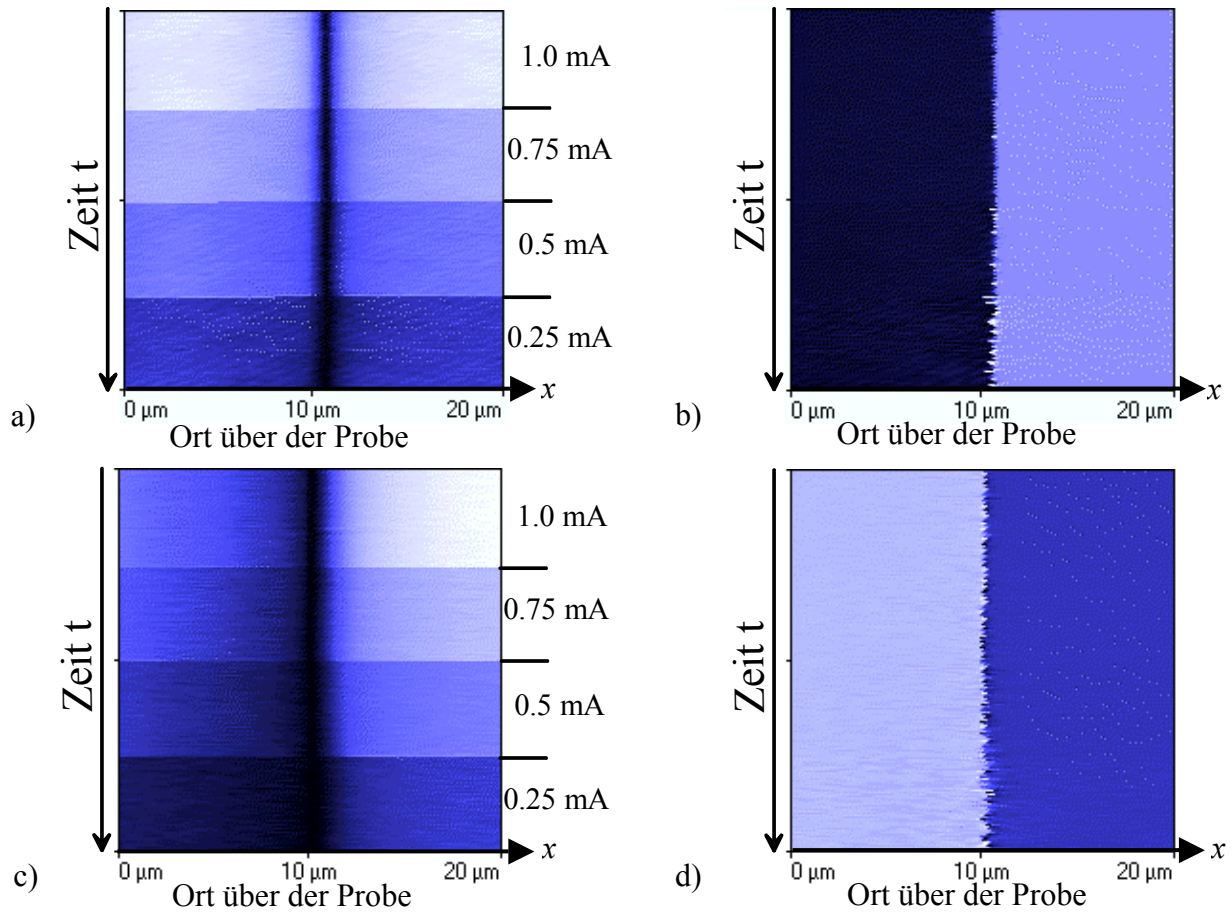


Bild 4.4: *Linienrasterungen mit Strömen von I=1; I=0,75; I=0,5 und I=0,25 mA (von oben nach unten)*
a) Amplitude und b) Phase der Nanosensors-Messsonde
c) Amplitude und d) Phase der MDT-Messsonde

Wie in Bild 4.4 zu sehen, ist die Ortsauflösung der MFM-Messsonde der Firma Nanosensors deutlich besser, als die der CSC17 Messsonde der Firma MDT. Dies liegt vermutlich an dem kleineren mittleren Arbeitsabstand, bedingt durch eine kleinere Auslenkung der kürzeren Nanosensors Messsonde bei gleicher Kraft.

Auch die Ortsauflösung des Messsondentyps MFM der Firma Nanosensors bei zwei nebeneinander liegenden stromdurchflossenen Leiterbahnen ist deutlich besser, als bei den langen Messsonden der Firma MDT.

Bei der Untersuchung und Detektion kleiner Ströme erweist sich jedoch die MDT-Messsonde als überlegen. Die Strommessung in Bild 4.5 zeigt eine Strommessung an der b_L=2 µm breiten Leiterbahn der ITG-Teststruktur mit einem Strom von I=25 µA. Während der Strommessung wurde zwischen den einzelnen Leiterbahnen umgeschaltet.

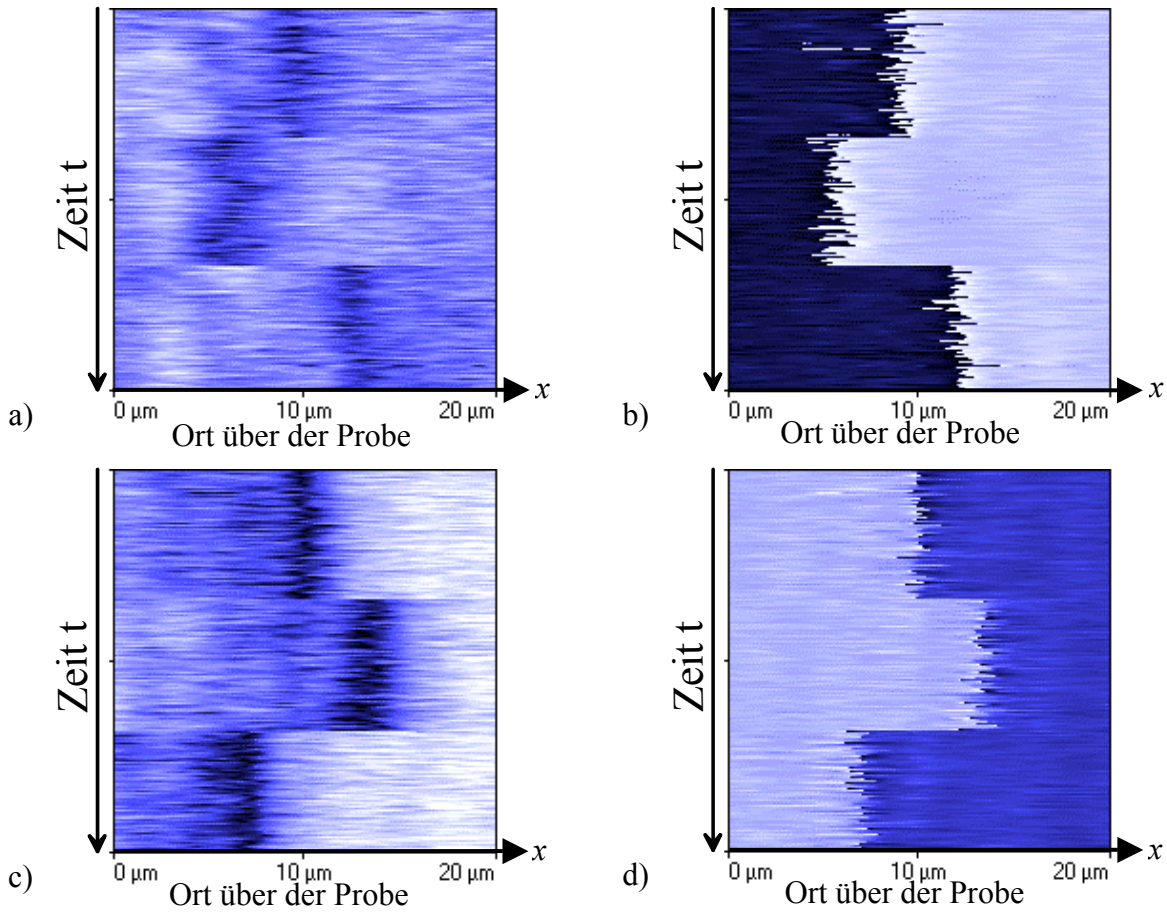


Bild 4.5: *Linienrasterung mit I=25 µA. Während der Messung wurde zwischen den einzelnen Leiterbahnen umgeschaltet.*
a) Amplitude und b) Phase der Nanosensors-Messsonde
c) Amplitude und d) Phase der MDT-Messsonde

Wie in Bild 4.5 zu sehen, ist mit der MDT-Messsonde ein deutlicheres Messergebnis zu erzielen.

Für die Messung von Strömen außerhalb der Resonanzfrequenz der Messsonde, wie sie in Kap. 6 vorgestellt wird, erwiesen sich alle getesteten Messsonden, mit Ausnahme der Nanosensors MFM und der MDT CSC17, als ungeeignet. Zur Strommessung der in Bild 4.6 dargestellten Ergebnisse wird, wie in Kap. 6 ausführlich vorgestellt, ein amplitudenmodulierter Strom von 10 MHz verwendet.

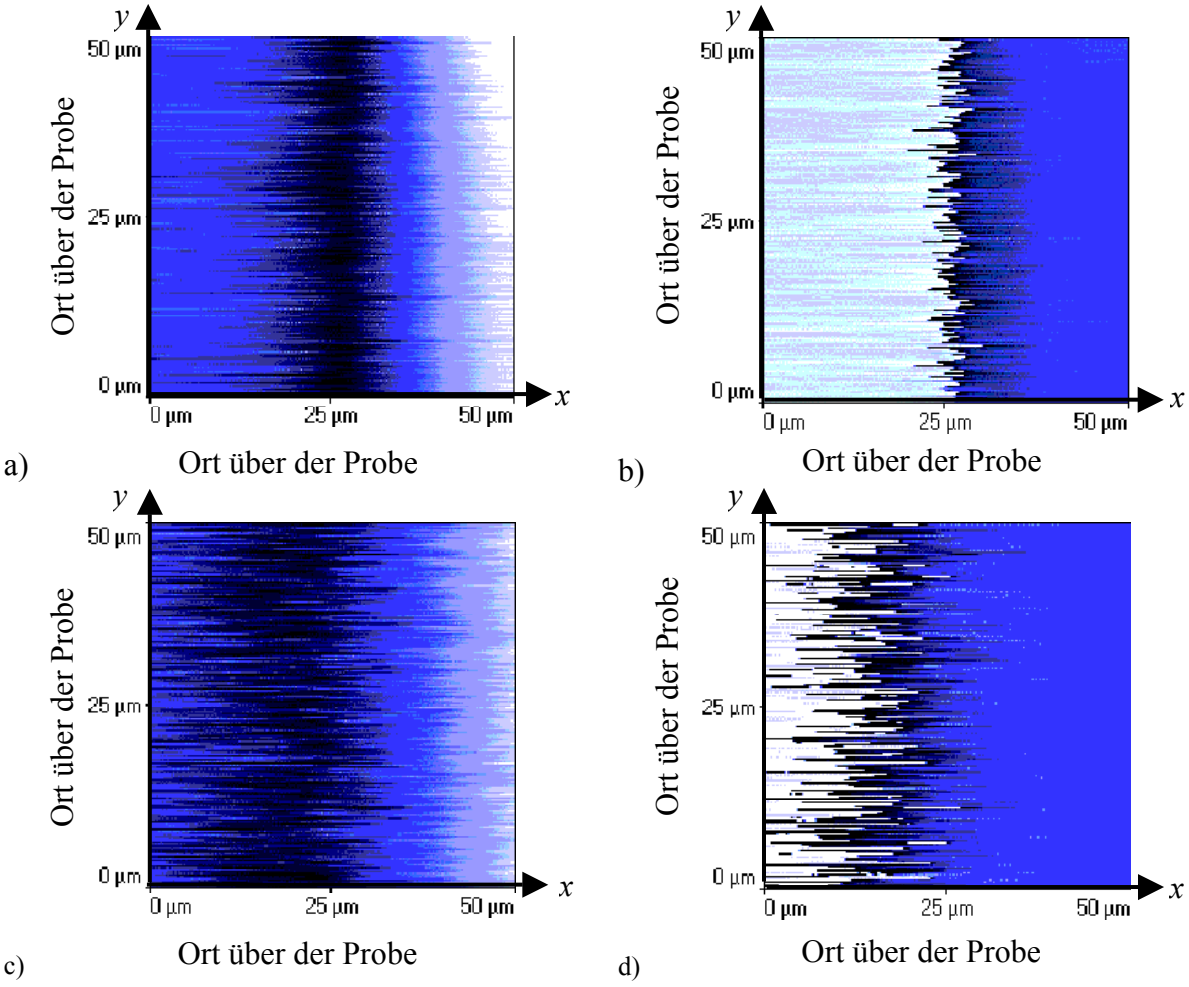


Bild 4.6: Strommessung mit f=10 MHz amplitudenmoduliertem Strom
a) Amplitude und b) Phase der Nanosensors-Messsonde
c) Amplitude und d) Phase der MDT-Messsonde (stark verrauschtes Signal)

Es ist zu erkennen, dass die Messsonde der Firma Nanosensors bei dieser Strommessung die bedeutend bessere Leistungsfähigkeit bietet. Sie weist einen größeren Signalpegel und einen deutlich stabileren Phasensprung auf.

4.3 Zusammenfassung

Eine optimale Messsonde existiert derzeit nicht. Die Messsonde des Typs CSC17 der Firma MDT zeigt aufgrund ihres langen Hebelarms mit Abstand die größte Auflösungsgrenze. Mit ihr konnten selbst Ströme von nur I=1,8 µA auf einer b_L=2 µm breiten Leiterbahn, wie in Kap. 8 demonstriert, detektiert werden. Große Nachteile zeigt diese Messsonde bezüglich der Ortsauflösung. So konnten beispielsweise bei einer Messung an zwei beschalteten Leiterbahnen nur noch die b_L=4 µm breiten Leiterbahnen mit einem Abstand von a_L=2 µm

einzeln aufgelöst werden. Bei kleineren Strukturen wurde lediglich ein gesamter Stromfluss gemessen. Die Detektion eines Stromflusses bei Frequenzen oberhalb der Resonanz der Messsonde war nur schlecht möglich.

Die Messsonde der Firma Nanosensors ist bezüglich der Ortsauflösung die geeignetste. Ihre Auflösungsgrenze liegt jedoch deutlich unter der der MDT Messsonde. Bei den in Kap. 6 vorgestellten Messtechniken außerhalb der Resonanzfrequenz zeigte dieser Messsondentyp die besten Ergebnisse.

Zu erwarten ist, dass durch ständige Abweichungen im Herstellungsprozess der Messsonden die oben getroffenen Aussagen zunächst nur für die entsprechende, im Test verwendete Charge von Messsonden gültig sind. Messungen zeigten, dass einzelne Chargen der MFM-Messsonde von Nanosensors z.B. nicht hochfrequent messen konnten. Nähere Untersuchungen der Herstellparameter und ihre Auswirkungen auf die Strommessungen sollten in Zukunft vorgenommen werden.

5 Realisierung einer neuen Gleichstrommesstechnik

Mit der in Kap. 2.3.2 vorgestellten Gleichstrommessung konnten bisher keine befriedigenden Messergebnisse erzielt werden [Wehner 2000]. Dieses Kapitel stellt eine alternative, leistungsfähige Gleichstrommesstechnik vor, die es ermöglicht, deutlich kleinere Ströme zu untersuchen. Diese Messtechnik basiert auf der in Kap. 2.2 vorgestellten Strommessung im Nicht-Kontaktmodus mit konstantem Abstand.

5.1 Grundlagen und Messaufbau

Zur Messung von Gleichströmen wird eine auf der Wechselstrommessung basierende Strommesstechnik angewendet. Hierzu überlagert man die Versorgungsspannung U_V mit einem Wechselspannungssignal $U_{\sim}$ von maximal 20% von U_V. Dieser Wert entspricht den Spezifikationen für die Versorgungsspannung der meisten handelsüblichen integrierten Schaltungen. Die Versorgungsspannung der Probe U_P folgt somit zu

$$U_P = U_V + U_{\sim}(\omega). \qquad (5.1)$$

Das Prinzip dieser Gleichstrommessung ist in Bild 5.1 dargestellt.

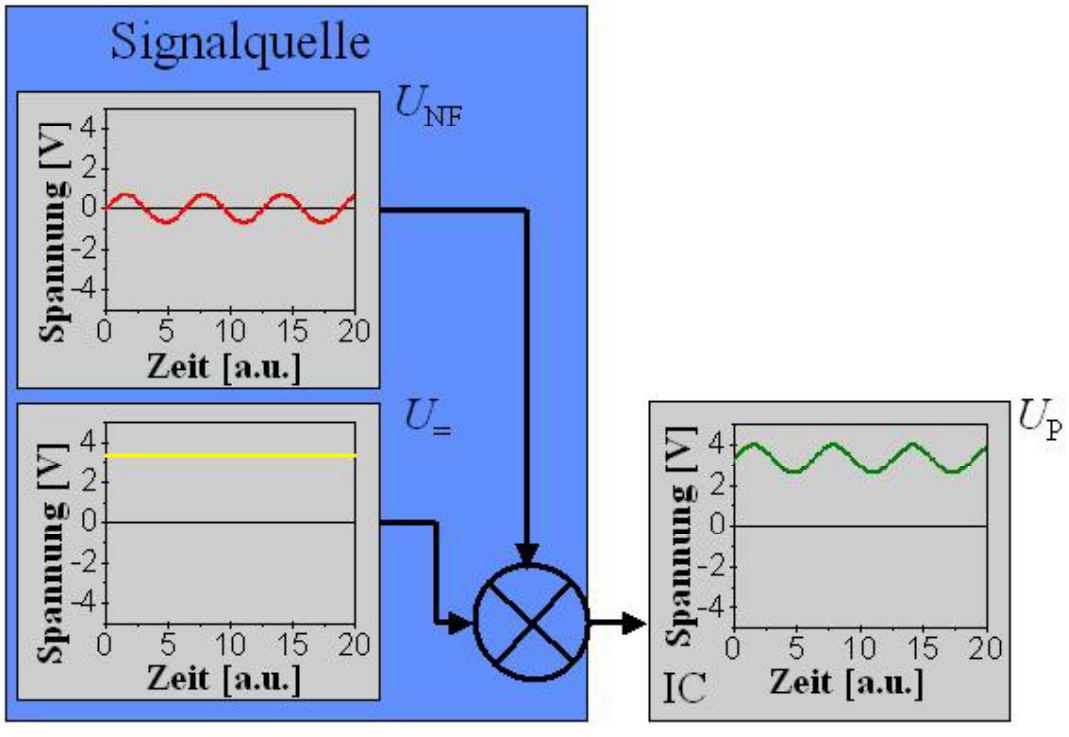


Bild 5.1: Prinzip der Probenansteuerung

Dabei muss davon ausgegangen werden, dass die zu untersuchende Leiterbahn keine Kapazitäten und Induktivitäten besitzt, da sonst keine eineindeutige Beziehung zwischen Gleich- und Wechselstromanteil besteht. Somit sind Rückschlüsse aus dem Wechselsignal auf das Gleichstromsignal nicht mehr möglich. Geht man allerdings von einer rein Ohmschen Beziehung aus, folgt aus der beschriebenen Beschaltung, dass in der zu untersuchenden Leiterbahn der Strom

$$I_{ges}=I_{gleich}+I_{wechsel} \tag{5.2}$$

fließt.

Geht man von einem Wechselstromanteil $I_{wechsel}$

$$I_{wechsel} = I \cdot \cos(\omega\, t) \tag{5.3}$$

aus, ergibt sich für den in der Leiterbahn fließenden Strom

$$I_{ges} = I_{gleich} + I \cdot \cos(\omega\, t)\,. \tag{5.4}$$

Der mit dieser Messtechnik zu messende Anteil ist allerdings nur der Wechselstromanteil $I_{wechsel}$. Unter der oben genannten Voraussetzung einer Ohmschen Beziehung kann ein eineindeutiger Rückschluss von Wechselstromanteil $I_{wechsel}$ auf den Gleichstromanteil I_{gleich} erfolgen.

Der zur Strommessung verwendete Messaufbau ist schematisch in Bild 5.2 dargestellt.

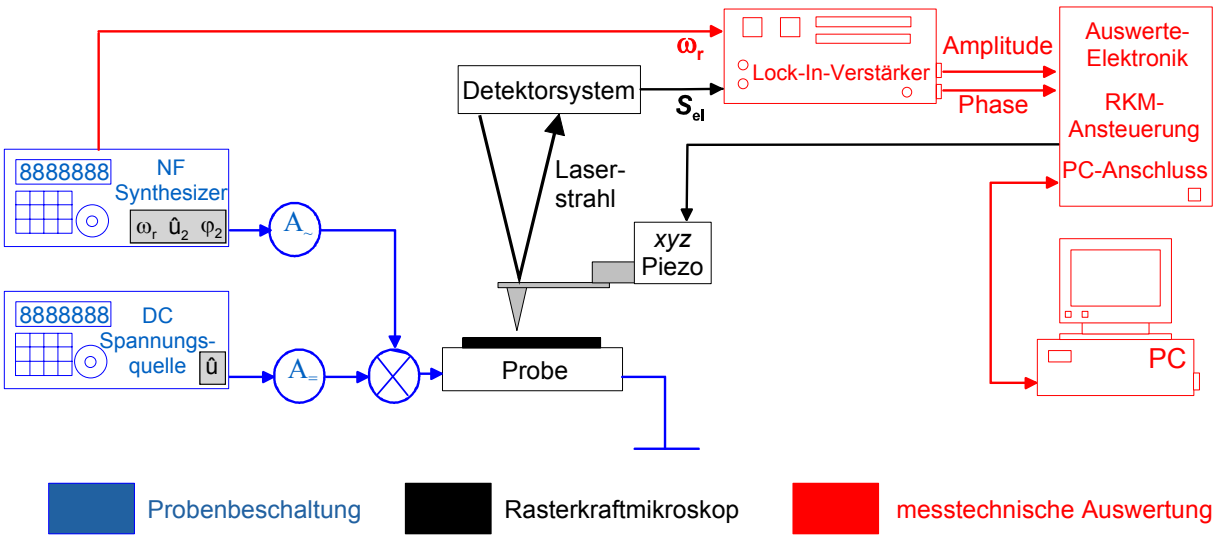


Bild 5.2: Schematischer Messaufbau zur Gleichstrommessung

Die Funktionsweise heutiger ICs ist, wie bereits oben erwähnt, gewährleistet, solange die Versorgungsspannung in einem Bereich von minus 20 % bis plus 20 % der Sollspannung liegt. Somit wird in der Regel der zu testende IC auch bei einem der Versorgungsspannung überlagerten Wechselstromsignal von <20 % noch fehlerfrei funktionieren. Problematisch sind jedoch analoge ICs, wie Verstärker oder Filterbausteine, die im Frequenzbereich der Hebelarme arbeiten.

Die Untersuchungen an der Leiterbahnstruktur G der ITG-Teststruktur zeigen, dass niederfrequente Wechselströme mit einer Auflösungsgrenze von unter ΔI=2 µA mit kommerziellen Messsonden noch detektiert werden können. Unter der Voraussetzung, dass diese ΔI=2 µA Wechselstrom dem aufmodulierten Spannungssignal entsprechen, und der IC ein Ohmsches Verhalten aufweist, könnten theoretisch ca. ΔI=10 µA als minimal zu detektierende Gleichstromstärke angenommen werden.

Erste Strommessungen im Rahmen der Arbeit konnten, wie in Bild 5.3 dargestellt, eine Strompfadverfolgung mit einem Gleichstrom von I=30 µA und einem Wechselstromanteil von 20 % oder $I_{\sim}$=6 µA zeigen.

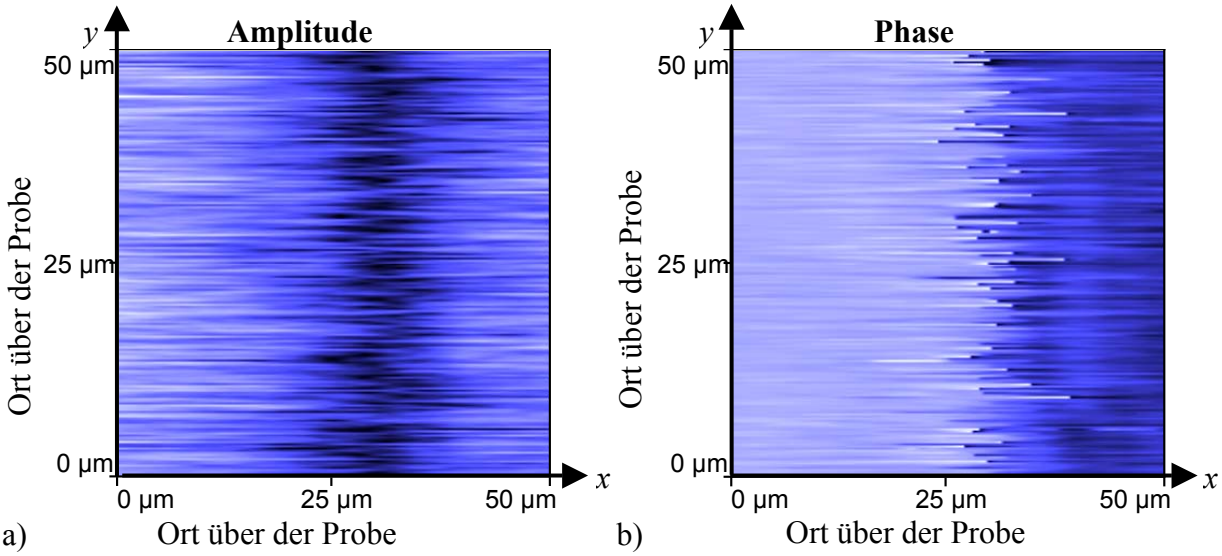


Bild 5.3: Messung an der ITG-Teststruktur mit I=30 µA DC und einem überlagerten Wechselstromanteil von 20 %
a) Amplitudenbild; b) Phasenbild

5.2 Zusammenfassung

Die hier vorgestellte Gleichstrommessung basiert auf der niederfrequenten dynamischen Stromkontrastmessung. Mit dieser Gleichstrommessung kann kein Gleichstrom, sondern nur der überlagerte Wechselstromanteil gemessen werden. Dies hat für die Praxis einige Einschränkungen zur Folge. So ist es nicht möglich, in analogen Schaltungen zu messen, die im Frequenzbereich der Hebelarmresonanz liegen, ohne die Funktionsweise der Schaltungen durch die Überlagerung stark zu beeinflussen. Auch in digitalen Schaltungen können Gleichströme nur gemessen werden, solange keine oder nur sehr geringe kapazitive oder induktive Elemente existieren. Sonst sind keinerlei Rückschlüsse auf den fließenden Gleichstrom möglich. So kann z. B. hinter einer Kapazität ein gleichgroßer Wechselstromanteil gemessen werden ohne das Vorhandensein eines Gleichstroms.

Trotz allem stellt diese neue Strommesstechnik zur Zeit die einzige Möglichkeit dar, Gleichströme unter I=1 mA kontaktlos in einem integrierten Schaltkreis zu verfolgen. Somit hat man erstmalig die Möglichkeit, sehr einfach verlustbehaftete Teilschaltungen in einem IC ausfindig zu machen und zu lokalisieren, ohne den IC zu zerstören. Ebenfalls bietet diese Methode das einfache Auffinden und Lokalisieren von Kurzschlüssen mit extrem hoher Ortsauflösung und Stromauflösungsgrenze, sowie das Auffinden von Leckströmen.

6 Realisierung einer hochfrequenten Strommesstechnik

Ein Ziel dieser Arbeit ist es, eine Strommesstechnik zu entwickeln, die es ermöglicht, auch hochfrequente Ströme zu untersuchen. Mit dem in Kap. 2 vorgestellten Dipolmodell ist das aufgrund der direkten Proportionalität zwischen der Kraft und dem zu messenden Strom nicht möglich. Lediglich Frequenzen unterhalb der Resonanzfrequenz des Hebelarms können untersucht werden. Die Resonanzfrequenzen der Hebelarme liegen jedoch deutlich unter f=1 MHz. Um Mischtechniken, wie sie bei der elektrischen Kraftmikroskopie angewendet werden [Böhm 1995, Leyk 1998], verwenden zu können, muss eine nichtlineare, optimalerweise eine quadratische Abhängigkeit zwischen Strom und Kraft vorliegen.

In dem Modell aus Kap. 2 ist für einen punktförmigen Leiter die magnetische Kraft auf die Messspitze gegeben durch:

$$F_z = -\mu_0 |\vec{m}| \frac{\partial H_z}{\partial z} = \mu_0 |\vec{m}| \frac{-x \cdot z \cdot I}{\pi \left(x^2 + z^2\right)^2}. \qquad (6.1)$$

Betrachtet man das Dipolmodell, welches der Gleichung 6.1 zu Grunde liegt, so fällt auf, dass die Magnetisierung der gesamten ferromagnetischen Schicht als ein einzelner magnetischer Dipol der Größe $\vec{m}$ angenommen wird. Dies beschreibt die realen Verhältnisse nicht hinreichend

$$|\vec{m}| \cong \vec{M}. \qquad (6.2)$$

Bei genauerer Betrachtung des magnetischen Dipols ist zu erkennen, dass die Größe des Dipols auch eine Abhängigkeit vom angelegten magnetischen Feld besitzt [Proksch 1999]. Dies ist durch die ferromagnetischen Eigenschaften der Beschichtung bedingt,

$$\vec{m} = \vec{m}_0 + \chi_m(\omega) \cdot \vec{H}. \qquad (6.3)$$

Auch hierbei gilt, dass der Hebelarm der Messsonde nur Kräfte in z-Richtung aufnehmen kann. Somit ist es möglich, die Gleichung analog den Annahmen aus Kap. 2 zu vereinfachen zu

$$m_z = |\vec{m}_0| + \chi_m(\omega) \cdot H_z. \qquad (6.4)$$

Da jedoch das Magnetfeld direkt proportional dem in der Leiterbahn fließenden Strom ist,

$$\vec{H} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{x^2 + z^2} \begin{pmatrix} z \\ -x \end{pmatrix} \cdot I \,, \tag{6.5}$$

besteht ebenso eine Abhängigkeit zwischen dem magnetischen Dipol $\vec{m}$ und dem in der Leiterbahn fließenden Strom *I:*

$$\vec{m} = \vec{m}_0 + \chi_{\mathrm{m}}(\omega) \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{x^2 + z^2} \begin{pmatrix} z \\ -x \end{pmatrix} \cdot I \,. \tag{6.6}$$

Mit der Gleichung 6.6 ergibt sich für die Kraft in *z*-Richtung aus Gleichung 6.1

$$F_{\mathrm{z}} = -\mu_0 |\vec{m}_0| \frac{-x \cdot z \cdot I}{\pi \left(x^2 + z^2\right)^2} - \mu_0 \cdot \chi_{\mathrm{m}}(\omega) \cdot \frac{x \cdot z \cdot I}{\pi \left(x^2 + z^2\right)^2} \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{x}{x^2 + z^2} \cdot I \tag{6.7}$$

bzw.

$$F_{\mathrm{z}} = -\mu_0 |\vec{m}_0| \frac{-x \cdot z \cdot I}{\pi \left(x^2 + z^2\right)^2} - \mu_0 \cdot \chi_{\mathrm{m}}(\omega) \cdot \frac{x^2 \cdot z}{2\pi^2 \left(x^2 + z^2\right)^3} \cdot I^2 \,. \tag{6.8}$$

Zur besseren Übersicht werden die ortsabhängigen, stromunabhängigen Terme im Folgenden mit $c_1(x,y,z)$ und $c_2(x,y,z)$ bezeichnet. Somit ergibt sich für Gleichung 6.9:

$$F_{\mathrm{z}} = c_1 \cdot I - c_2 \cdot I^2 \,. \tag{6.9}$$

Durch die quadratische Abhängigkeit der auf die Messspitze wirkenden Kraft im Bezug zu dem in der Leiterbahn fließenden Strom hat man die Möglichkeit, über geeignete Modulationsverfahren auch hochfrequente Ströme zu messen. Hier bietet sich die Amplitudenmodulation auf der Leiterbahn [Wittphal 2000] an, die in der elektrischen Kraftmikroskopie bereits erfolgreich eingesetzt wird.

6.1 Grundlagen und Messaufbau

Zur Messung hochfrequenter Ströme wird auf die in Kap. 2 bzw. Kap. 3 vorgestellte, niederfrequente Strommesstechnik zurückgegriffen. Die Probe wird, wie in Bild 6.1 dargestellt, mit einem modulierten Strom beschaltet.

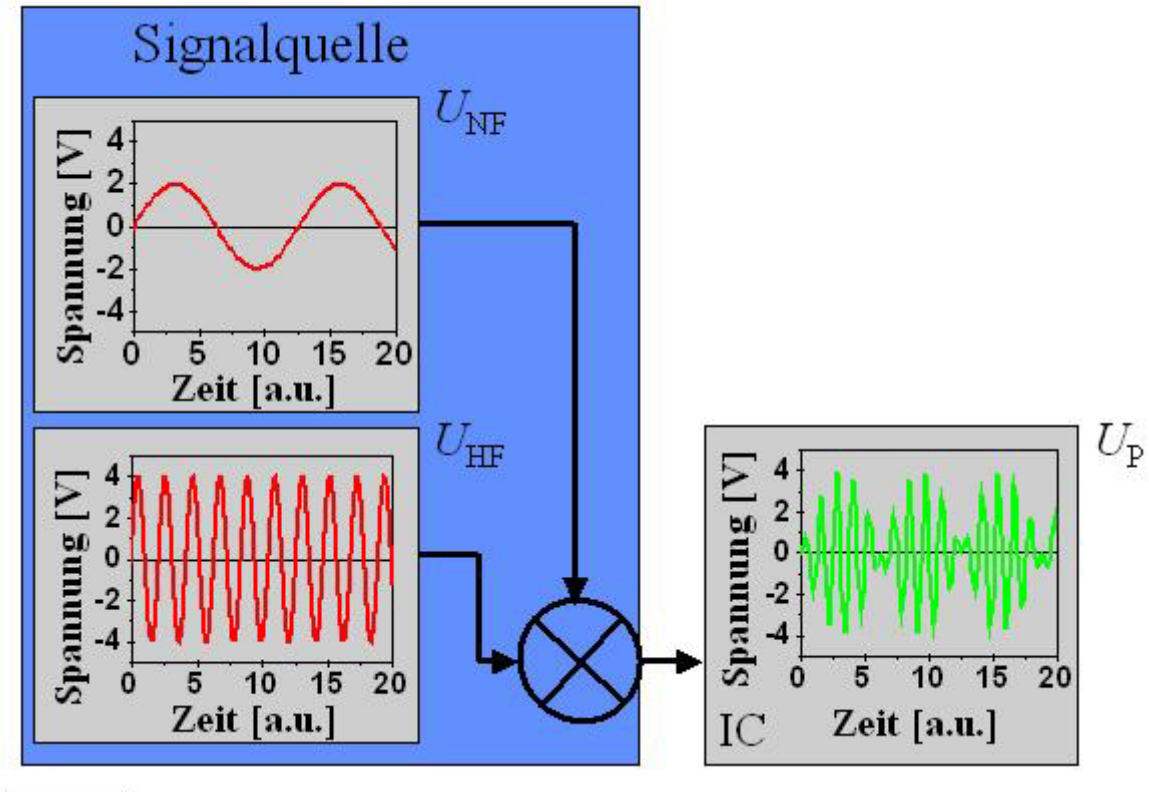


Bild 6.1: Prinzip der Probenansteuerung

Hierbei wird der hochfrequente Strom der Frequenz ω_2 in der Leiterbahn mit einem niederfrequenten Strom der Frequenz ω_1 moduliert. Das Verhältnis beider Ströme wird als Modulationsgrad $\tilde{m}$ bezeichnet. Setzt man für den Strom I das mit Gleichung 6.10 beschriebene amplitudenmodulierte Stromsignal

$$I = \hat{i}_T \cdot [1 + \tilde{m} \cdot \cos(\omega_1 t + \varphi_1)] \cdot \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \quad mit \quad \tilde{m} = \frac{\hat{i}_{NF}}{\hat{i}_T} \qquad (6.10)$$

in Gleichung 6.9 ein, so erhält man für die Kraft, die auf die Messspitze wirkt:

$$
\begin{aligned}
F_z = & \frac{1}{4} c_2 \cdot \tilde{m}^2 \cdot \hat{i}_T^{\,2} \\
& + c_1 \cdot \hat{i}_T \cdot \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \\
& + \frac{1}{2} \cdot c_1 \cdot \tilde{m} \cdot \hat{i}_T \cos(\omega_2 t + \varphi_2 - \omega_1 t - \varphi_1) \\
& + \frac{1}{2} \cdot c_1 \cdot \tilde{m} \cdot \hat{i}_T \cos(\omega_2 t + \varphi_2 + \omega_1 t + \varphi_1) \\
& + \frac{1}{2} \cdot c_2 \cdot \hat{i}_T^{\,2} \cos(2\omega_2 t + 2\varphi_2) \\
& + \frac{1}{2} \cdot c_2 \cdot \hat{i}_T^{\,2} \\
& + \frac{1}{2} \cdot c_2 \cdot \tilde{m} \cdot \hat{i}_T^{\,2} \cos(2\omega_2 t + 2\varphi_2 - \omega_1 t - \varphi_1) \\
& + \frac{1}{2} \cdot c_2 \cdot \tilde{m} \cdot \hat{i}_T^{\,2} \cos(2\omega_2 t + 2\varphi_2 + \omega_1 t + \varphi_1) \\
& + c_2 \cdot \hat{i}_T^{\,2} \cdot \tilde{m} \cdot \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \\
& + \frac{1}{8} \cdot c_2 \cdot \tilde{m}^2 \cdot \hat{i}_T^{\,2} \cos(2\omega_2 t + 2\varphi_2 - 2\omega_1 t - 2\varphi_1) \\
& + \frac{1}{8} \cdot c_2 \cdot \tilde{m}^2 \cdot \hat{i}_T^{\,2} \cos(2\omega_2 t + 2\varphi_2 + 2\omega_1 t + 2\varphi_1) \\
& + \frac{1}{4} \cdot c_2 \cdot \hat{i}_T^{\,2} \cdot \tilde{m}^2 \cos(2\omega_2 t + 2\varphi_2) \\
& + \frac{1}{4} \cdot c_2 \cdot \hat{i}_T^{\,2} \cdot \tilde{m}^2 \cos(2\omega_1 t + 2\varphi_1) \quad .
\end{aligned}
\tag{6.11}
$$

Die Charakteristik der Messsondenschwingung entspricht einem Tiefpass [Böhm 1995]. Der Verlauf dieses Tiefpasses ist in Bild 6.2 rot eingezeichnet.

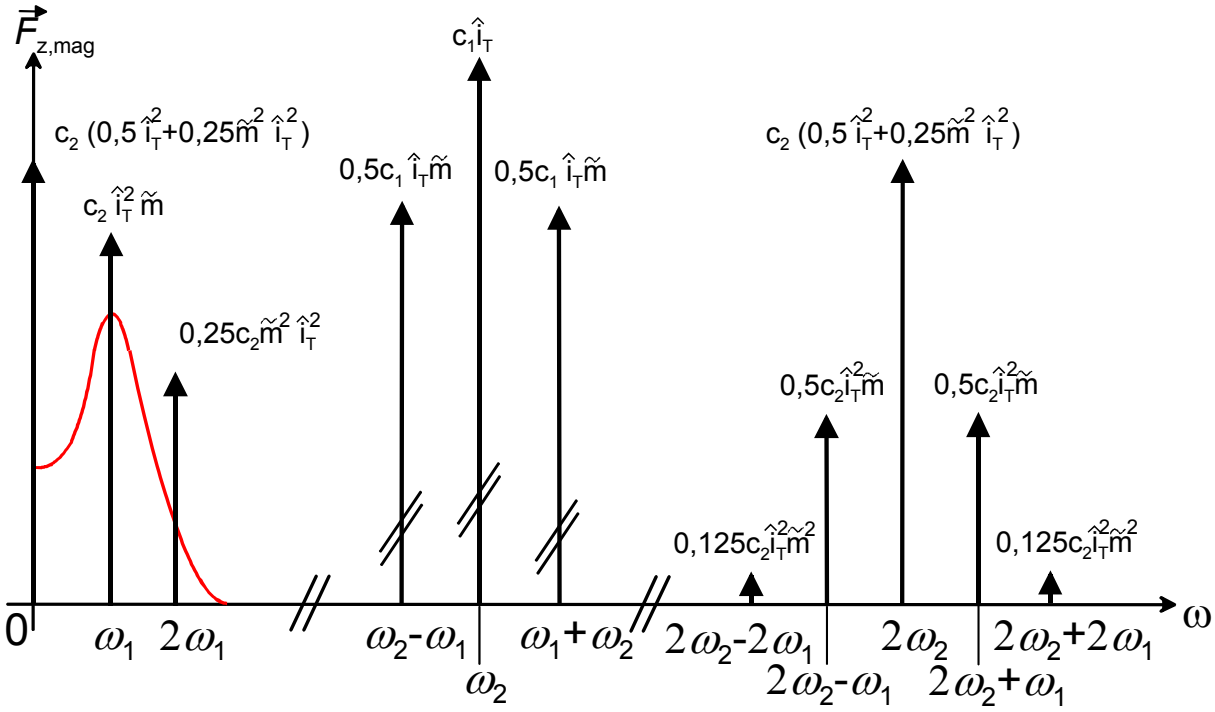


Bild 6.2: Spektrum der auf die Messspitze wirkenden Kraft bei einem amplitudenmodulierten Signal

Für die weitere Auswertung sind aufgrund des Tiefpassverhaltens der Messsonde alle hochfrequenten Anteile, das heißt Anteile mit einer Frequenz deutlich über der Resonanzfrequenz der Messsonde, zu vernachlässigen. Außerdem wird, wie in Kap. 3 beschrieben, ein Lock-In-Verstärker zur Auswertung der Messsignale verwendet, so dass der Gleichstromanteil keinen Einfluss auf das Messergebnis hat.

Um auch bei der Hochfrequenzmessung die maximale Sensitivität zu erreichen, wählt man die Resonanzfrequenz der Messsonde als Modulationsfrequenz. Unter diesen Voraussetzungen berechnet sich die zu messende Kraft $F_{res,z}$ auf die Messspitze zu:

$$F_{res,z} = c_2 \cdot \hat{i}_T^{\,2} \cdot \tilde{m} \cdot \cos(\omega_1 t + \varphi_1)\,. \tag{6.12}$$

Somit existiert eine quadratische Abhängigkeit der Kraft $F_{res,z}$ von dem hochfrequenten, modulierten Strom I in einer Leiterbahn. Da die Konstante c_2 um einige Größenordnungen kleiner ist als die Konstante c_1, ist auch die Kraft bei einem amplitudenmodulierten Strom um Größenordnungen kleiner als die Kraft, die bei einem Strom mit der Resonanzfrequenz des Hebelarms gemessen werden kann. Somit ist auch die Auflösungsgrenze der Messsonde um Größenordnungen geringer. c_2 ist außerdem frequenzabhängig.

Erste Strommessungen im Rahmen der Arbeit konnten, wie in Bild 6.2 dargestellt, eine Strompfadverfolgung von I=1 mA bei einer Frequenz von f=10 MHz belegen.

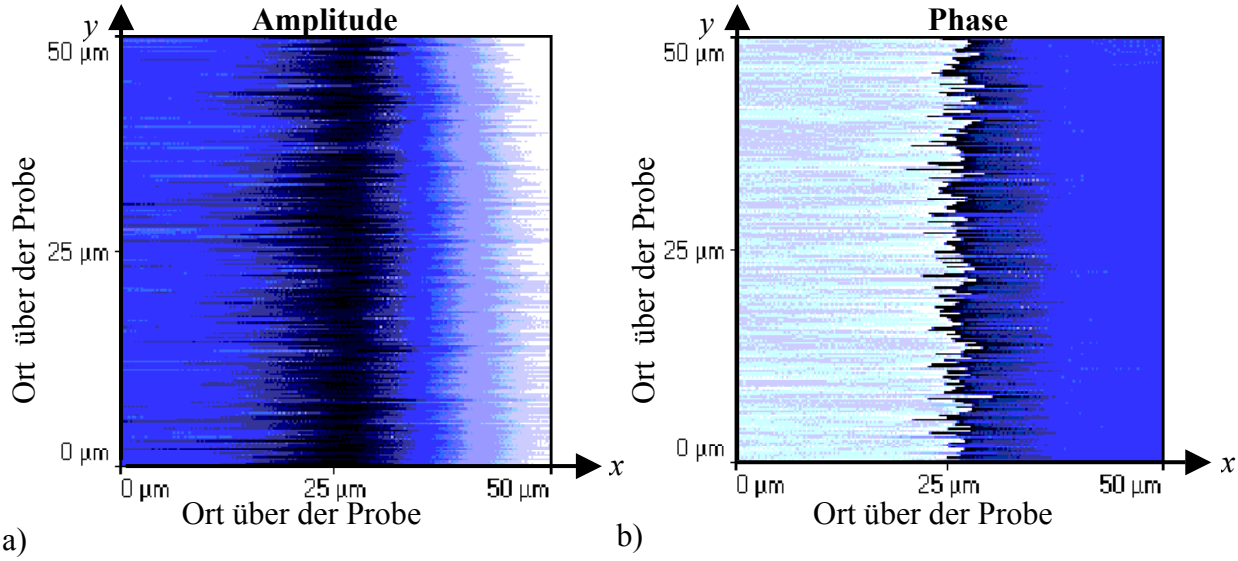


Bild 6.3: Messergebnis für eine 10 MHz-AM-Messung
a) Amplitudenbild; b) Phasenbild

6.2 Zusammenfassung

Die hier vorgestellte Messtechnik ermöglicht erstmals die Messung von Strömen oberhalb der Resonanzfrequenz der Hebelarme. Mit dieser Testtechnik konnten Magnetfelder mit einer Frequenz von f>1 GHz bereits demonstriert werden [Proksch 1999]. Strommessungen mit einer Frequenz oberhalb von f>4 GHz konnten im Rahmen der Arbeit gezeigt werden. Die entsprechenden Ergebnisse der Strommessungen sind in Kap. 8 aufgeführt. Die Möglichkeit, hochfrequente Ströme untersuchen zu können, ist eine der wichtigsten Voraussetzungen für die Zukunft dieser Testtechnik, da die Frequenzen zukünftiger ICs stetig wachsen [SIA 1997]. Weil die Kraft bei der Hochfrequenz-Strommessung um Größenordungen kleiner ist als bei der Strommessung mit einem Strom der Resonanzfrequenz des Hebelarms, kann das Modell aus Kap. 2 für die Betrachtung der Strommessungen bei Resonanz weiter verwendet werden. Hierbei ist es möglich, den frequenzabhängigen Kraftanteil aufgrund seiner Größe zu vernachlässigen.

7 Untersuchung von Einflüssen auf die Strommessung

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit dem Einfluss verschiedener Parameter wie z.B. der Federrate c und der Rasterhöhe h auf die Strommessung. Die Ergebnisse werden den theoretischen Erwartungen aus dem in Kap. 2 vorgestellten Dipolmodell gegenübergestellt.

Einige Messergebnisse weichen zum Teil erheblich von den erwarteten Ergebnissen ab. In diesem Kapitel werden deshalb erstmals unterschiedliche Faktoren untersucht, die diese Abweichungen erklären können. Hierbei wird das vorhandene Dipolmodell erweitert und somit die Möglichkeit geschaffen, eine optimale Strommesssonde zu entwickeln.

7.1 Einfluss der Hebelarmlänge

In diesem Abschnitt wird der Einfluss der Federrate c bzw. der Hebelarmlänge l auf die Strommessung evaluiert. Die in Kap. 5.5 vorgestellten Multilever-Messsonden des Typs MDT CSC12Co bieten die Möglichkeit, den Einfluss der Federrate c zu untersuchen. Alle Hebelarme der Messsonde sind identisch in ihrem Aufbau und in ihren Geometrien. Lediglich die Längen l der einzelnen Hebelarme unterscheiden sich. Nach Gleichung 4.1 beeinflusst die Länge l auch die Resonanzfrequenz f_{res} der einzelnen Hebelarme und nach Gleichung 4.2 die Federrate c.

Mit dem MKM wird die Kraft $\vec{F}$ auf die Messspitze, wie in Kap. 2.3 erwähnt, indirekt, d.h. über die Verbiegung des Hebelarms Δh gemessen. Diese Verbiegung Δh ist nach dem Hookschen Gesetz proportional der auf die Messspitze wirkenden Kraft $\vec{F}$ und umgekehrt proportional der Federrate c.

$$\Delta\vec{h} = \frac{\vec{F}}{c} \qquad (7.1)$$

Mit den in Kap. 4 vorgestellten Messsonden hat man eine Federrate von c=0,03 N/m bis c=1,75 N/m zur Verfügung. Mit jeder einzelnen Messspitze wurde ein Strom von I=1 mA gemessen. Diese Strommessung wurde an der in Kap. 3 vorgestellten Struktur G der ITG-Teststruktur mit einer Leiterbahnbreite von b_L=2 µm durchgeführt. Die Linienrasterungen der einzelnen Strommessungen sind in Bild 7.1 dargestellt.

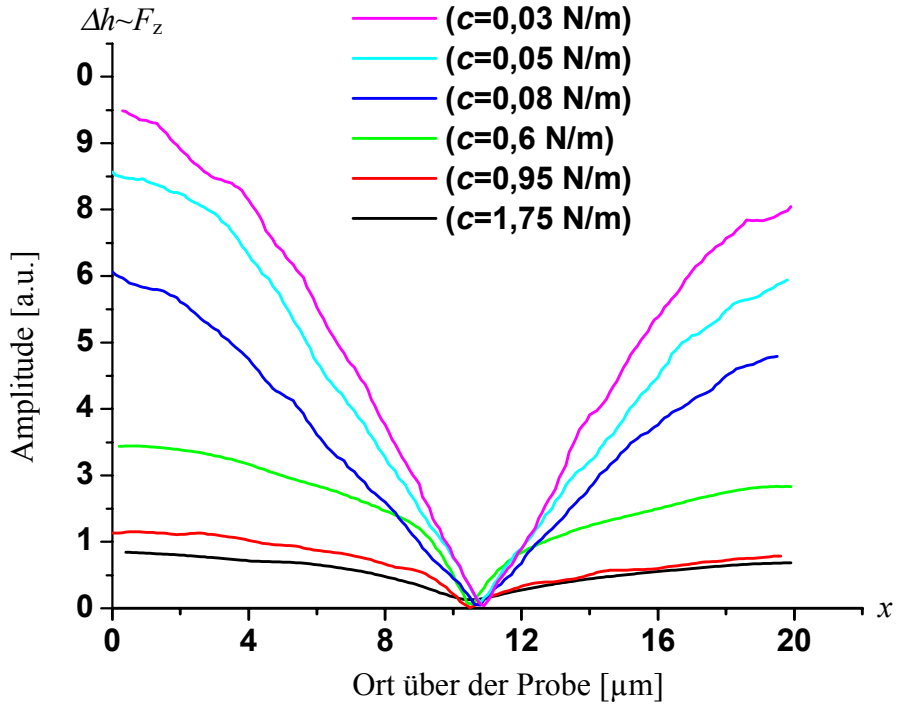


Bild 7.1: *Strommessung bei I=1 mA Stromfluss an einer b_L=2 µm breiten und a=500 nm hohen Leiterbahn mit unterschiedlich langen Hebelarmen und Federraten von c=0,03 N/m bis c=1,75 N/m*

Die Strommessung in Bild 7.1 zeigt, dass die Federrate c den erwarteten Einfluss auf die Messergebnisse hat. Je kleiner die Federrate c ist, umso größer ist die Hebelarmauslenkung Δh bei gleicher Kraft $\vec{F}$. Jedoch ist die Schlussfolgerung falsch, dass durch beliebige Verringerung der Federrate c eine beliebige Verbesserung der Stromnachweisempfindlichkeit $I_{\min}$ erreicht werden kann. Je kleiner die Federrate c, umso größer ist bei gleicher Kraft $\vec{F}$ die Schwingungsamplitude Δh. Somit muss ein deutlich größerer mittlerer Arbeitsabstand h eingehalten werden, um den Einfluss der Topografie zu vermeiden. Dieser größere mittlere Arbeitsabstand h führt wiederum zu einer kleineren, auf die Messspitze wirkenden Kraft $\vec{F}$.

Ein weiteres Problem stellt der Wasserfilm dar, der sich bei Strommessungen an der Atmosphäre auf allen Proben niederschlägt. Die dadurch wirkenden Kapillarkräfte können Messsonden mit sehr geringen Federraten c deutlich stärker beeinflussen [Cappella 1999, Israelachvili 1992] als jene mit größeren Federraten c. Außerdem nimmt die Stabilität der Schwingung mit abnehmender Federrate c ebenfalls deutlich ab, so dass ein starkes Störsignal entsteht.

7.2 Einfluss der Rasterhöhe

Die Rasterhöhe hat nach Gleichung 2.24 einen umgekehrt quadratischen Einfluss auf die wirkende Kraft $\vec{F}$, der in diesem Abschnitt durch Strommessungen veranschaulicht wird. In Bild 7.2 ist die Abhängigkeit des Betrags der Kraft $|\vec{F}|$ (Messwert) über die Rasterhöhe *h* aufgetragen.

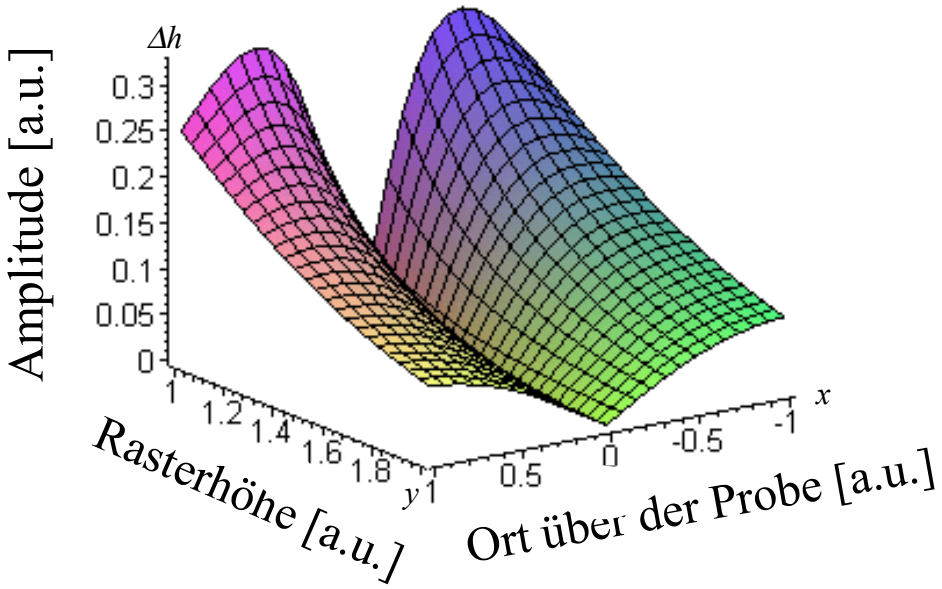
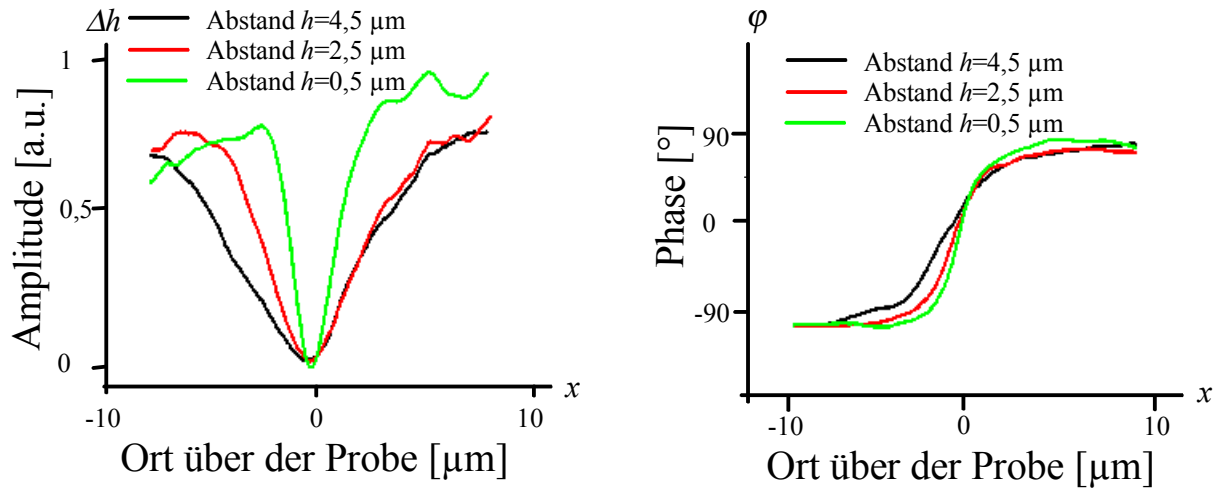


Bild 7.2: Simulation der Messwerte bei einer Strommessung an einer beschalteten Leiterbahn am Ort x=0
-auf der y-Achse ist die Rasterhöhe h dargestellt
-auf der x-Achse der Ort über der Leiterbahn (im Nullpunkt befindet sich die Leiterbahn)
-auf der Δh-Achse ist der erwartete Messwert dargestellt

Bild 7.2 zeigt deutlich den bei Vergrößerung der Rasterhöhe *h* sehr stark abnehmenden Betrag der Kraft $|\vec{F}|$ (Messwert). Die Strommessungen in Bild 7.3 und 7.4 werden mit dem in Kap. 4 gezeigten kommerziellen Messstand realisiert. Bei dieser Untersuchung wird an der b_L=2 µm breiten Leiterbahn G der ITG-Teststruktur bei einem Strom von *I*=1 mA eine Linienrasterung durchgeführt.

Bei der Strommessung in Bild 7.3 wird in einem extrem großen Arbeitsabstand *h* von etwa *h*=0,5 µm bis *h*=4,5 µm gemessen.

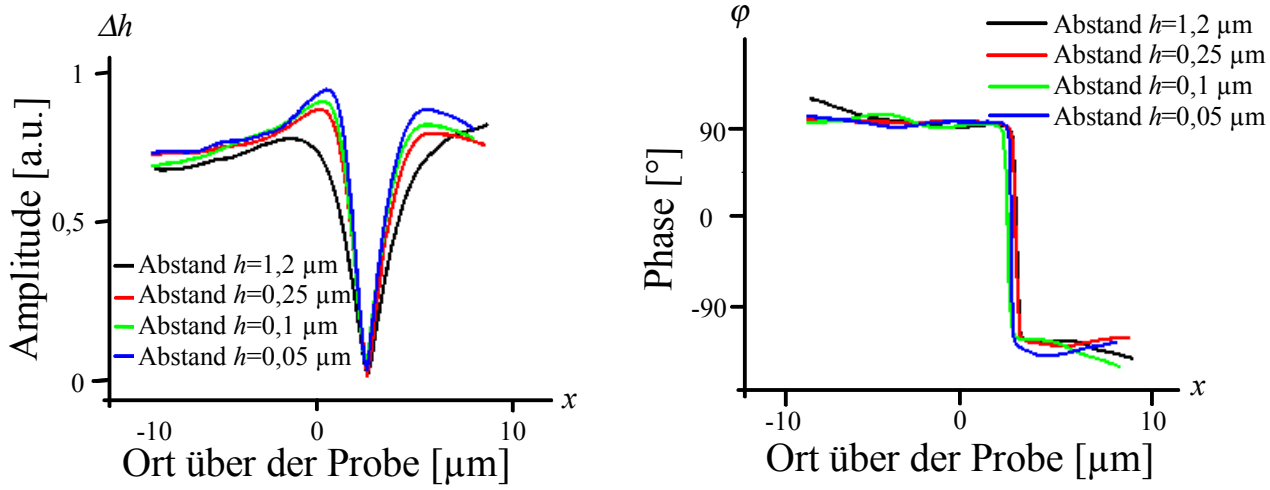


a) b)

Bild 7.3: Strommessung bei I=1 mA Stromfluss an einer b_L=2 µm breiten und a=500 nm hohen Leiterbahn mit unterschiedlich großer Rasterhöhe (von h=0,5 bis h=4,5 µm)

In Bild 7.3 ist deutlich erkennbar, dass die Rasterhöhe *h*, wie bei diesem großen Abstand erwartet, kaum einen signifikanten Einfluss auf die Qualität der Strommessungen hat. Zu erkennen ist das an der Steilheit der Flanken und der Überhöhung zum Rauschen.

In der Strommessung, die in Bild 7.4 dargestellt ist, wird der Arbeitsabstand von *h*=50 nm auf *h*=1200 nm vergrößert. Analog zur Strommessung in Bild 7.3 liegt ein konstanter Strom von *I*=1 mA an einer Leiterbahnbreite von b_L=2 µm an.



a) b)

Bild 7.4: Strommessung bei I=1 mA Stromfluss an einer b_L=2 µm breiten und a=500 nm hohen Leiterbahn mit unterschiedlich großer Rasterhöhe (von h=50 nm bis h=1200 nm).

Bei der Strommessung in Bild 7.4 kann man deutlich sehen, wie sich die Qualität der Messergebnisse mit zunehmendem Abstand *h* der Messsonde verschlechtert.

Man kann festhalten, dass eine Reduzierung der effektiven Messhöhe *h* eine deutliche Verbesserung der Messergebnisse mit sich bringt. Da sich die Messhöhe *h*, wie in Kap. 2 beschrieben, aus unterschiedlichen Parametern ergibt, können durch gezielte Messsondenoptimierung noch einige Verbesserungen erwartet werden.

Ein großes Problem bei der Strommessung in so geringen Arbeitsabständen stellt die Drift der Rastereinheit dar. Verringert oder vergrößert sich während einer Strommessung der Arbeitsabstand *h* auch nur geringfügig, so hat dies erheblichen Einfluss auf das Messergebnis. Eine exakte Regelung ist unerlässlich. Das Linearisierungssystem der Firma Topometrix ist kaum geeignet, da die Dehnungsmessstreifen nicht in der Lage sind, solche Aufgaben zu übernehmen. Die hier präsentierten Strommessungen konnten erst nach einigen Stunden durchgeführt werden, nachdem sich das Rasterkraftmikroskop im thermischen Gleichgewicht befand. Somit ist dieses Testsystem in der jetzigen Form für die Praxisanwendung nicht geeignet. Abhilfe wird hier das neu entwickelte Testsystem aus Kap. 3 bringen, bei dem eine kapazitive Regelung verwendet wird. Diese ist deutlich empfindlicher und somit auch stabiler als die Dehnungsmessstreifen [Pi 2001].

Weitaus größere Schwierigkeiten stellen sich bei mehreren parallel laufenden Leiterbahnen. Bei zunehmender Rasterhöhe *h* kann nicht mehr zwischen den einzelnen Leiterbahnen unterschieden werden. Zur Verdeutlichung dieser Problematik ist in Bild 7.5 eine Berechnung des erwarteten Messergebnisses bei einer Strommessung an zwei beschalteten Leiterbahnen dargestellt.

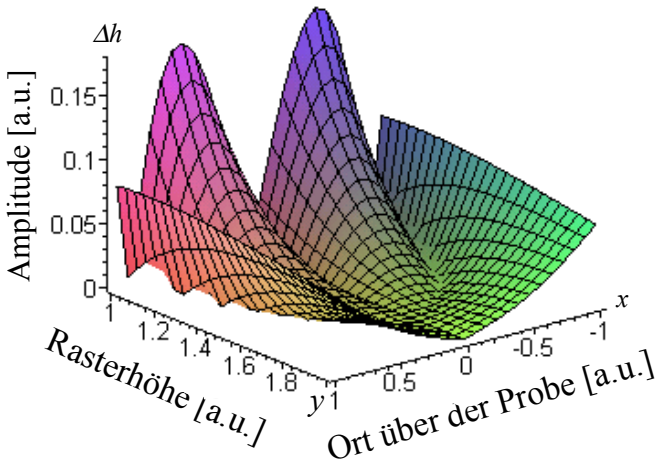


Bild 7.5: *Simulation einer Strommessung an zwei beschalteten Leiterbahnen*
-auf der y-Achse ist die Rasterhöhe dargestellt
-auf der x-Achse ist der Ort über den Leiterbahnen dargestellt (der Nullpunkt befindet sich zwischen den Leiterbahnen)
-auf der Δh-Achse ist das erwartete Messergebnis dargestellt

An den drei Minima kann man deutlich sehen, dass bei einer sehr geringen Rasterhöhe, die technisch nur schwer zu erreichen sein wird, beide Leiterbahnen gut zu unterscheiden sind. Bei steigendem Arbeitsabstand erhält man nur noch ein Minimum, was darauf zurückzuführen ist, dass man den Summenstrom misst. Auf die Messungen an zwei beschalteten Leiterbahnen wird in Kap. 8 näher eingegangen.

7.3 Abhängigkeit der Messergebnisse von der Stromstärke

Die Stromstärke I hat nach dem einfachen Dipolmodell einen linearen Einfluss auf die Kraft $\vec{F}$. Nach dem in Kap. 6 vorgestellten erweiterten Modell hat die Kraft $\vec{F}$ jedoch keinen linearen Einfluss auf das Messsignal. Bei der Strommessung in dieser Arbeit werden Messungen nur bei der Resonanzfrequenz des Hebelarms f_{res} mit Hilfe eines Lock-In-Verstärkers durchgeführt. Dabei muss man beachten, dass dieser Anteil der Kraft $\vec{F}$ direkt proportional dem in der Leiterbahn fließenden Strom I ist. Die direkte Proportionalität wird hier anhand einer Strommessung, die in Bild 7.6 dargestellt ist, demonstriert.

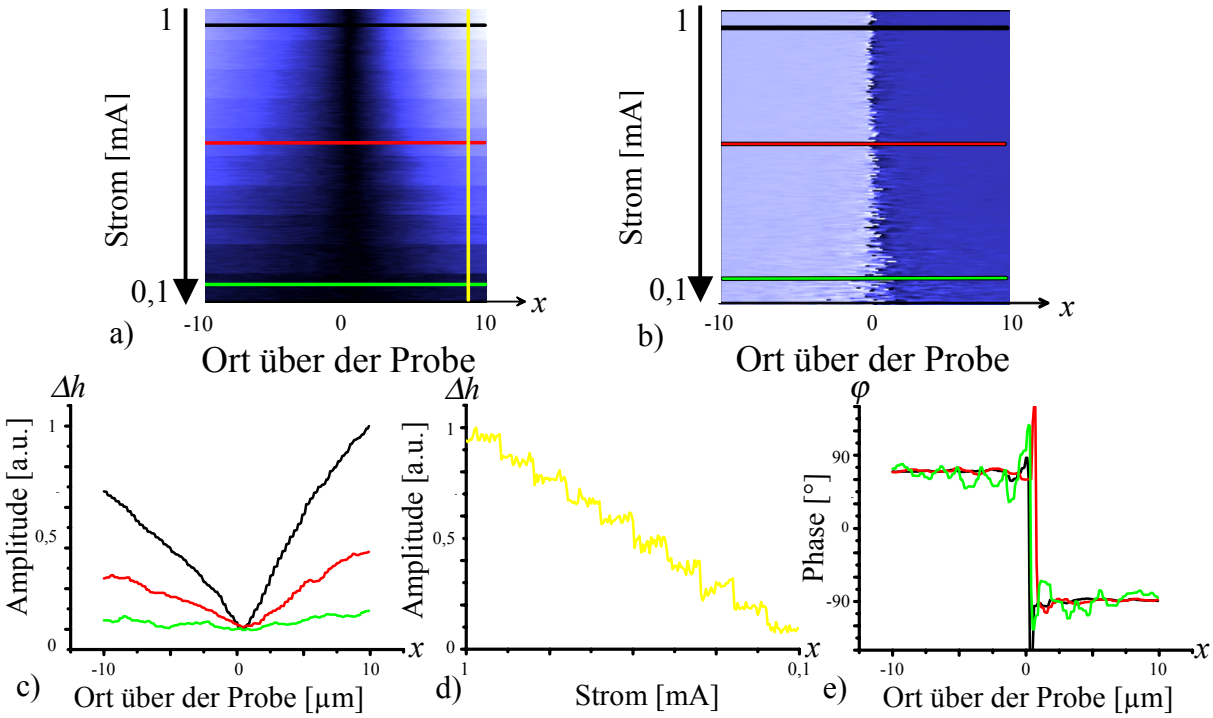


Bild 7.6: *Strommessung an einer b_L=2 µm breiten und a=500 nm hohen Leiterbahn mit unterschiedlich großen Strömen. Angefangen mit I=1 mA wurde alle 10 Rastervorgänge der Strom um ΔI=100 µA verringert*
a) Amplitudenverteilung; b) Phasenverteilung; c) extrahierte Linien aus Bild a; d) extrahierte Linien aus Bild a; e) extrahierte Linien aus Bild b

Dieses Bild zeigt deutlich den erwarteten linearen Zusammenhang. Während der Strommessung wird nach je 10 Linien der Strom *I* verringert. Dadurch kann ein treppenartiger Verlauf über die Zeit festgestellt werden (Bild 7.6d). Das leichte Ansteigen der einzelnen Treppenstufen liegt an der starken Höhendrift des verwendeten Testsystems.

7.4 Einfluss der Spannung

Strommessungen im Rahmen dieser Arbeit haben eine starke Abweichung von den nach dem einfachen Dipolmodell aus Kap. 2.2 erwarteten Ergebnissen gezeigt. Der Aufbau der Messsonden gleicht den Messsonden, die für das elektrische Kraftmikroskop (EKM) [Leyk 1998, Böhm 1995] verwendet werden. Dies liegt darin begründet, dass durch die magnetische Beschichtung, meist aus Kobalt- oder Nickellegierungen, eine elektrisch leitende Schicht die Messspitze und den Hebelarm überzieht.

Aufgrund dieser Tatsache führt der Potenzialunterschied zwischen Messpunkt und Messspitze zum Auftreten der Coulombkraft $\vec{F}_c$, die additiv zur magnetischen Kraft $\vec{F}_{mag}$ wirkt. Die Coulombkraft $\vec{F}_c$, welche die grundlegende Kraft des elektrischen Kraftmikroskops ist, wurde in Verbindung mit der Strommessung noch nicht näher untersucht.

Dieser Abschnitt zeigt den Spannungseinfluss anhand systematischer Strommessungen, sowie die Entwicklung eines Modells zur Verifizierung der Strommessungen. Es folgt die Vorstellung und Evaluation geeigneter Verfahren zur Elimination des Spannungseinflusses. Aus diesem Grund wird das Dipolmodell aus Kap. 2 nochmals kurz vorgestellt und erweitert.

Wie bereits in Kap. 2.2 gezeigt, wird die Magnetisierung $\vec{M}$ der Messspitze als ein einzelner magnetischer Dipol $\vec{m}$ angenommen, Bild 7.7.

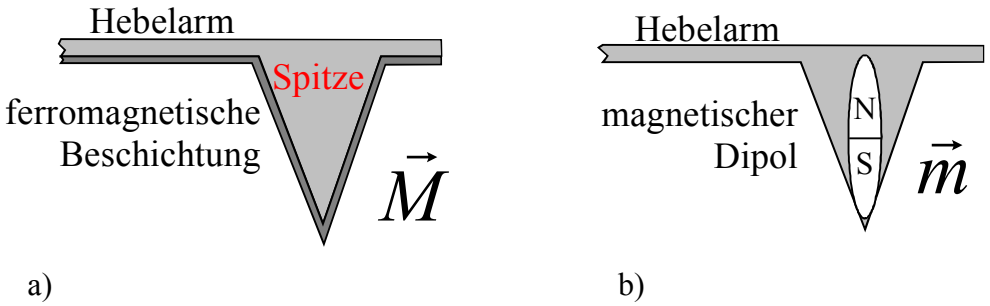


Bild 7.7: *MKM-Messspitze*
a) Prinzipielle Darstellung einer MKM-Messsonde
b) Modell einer MKM-Messsonde

Die messbare Verbiegung des Hebelarms Δh, die proportional der auf die Messspitze wirkenden Kraft $F_{\mathrm{mag,z}}$ ist, kann nach dem Modell mit Gleichung 7.2 beschrieben werden

$$\Delta h_{\mathrm{mag}} \sim F_{\mathrm{mag,z}} = -\mu_0 \cdot m_z \cdot I \cdot \frac{x \cdot h}{(x^2 + h^2)^2} \,. \qquad (7.2)$$

Hierbei wird, wie in Kap. 2 beschrieben, von einer idealen, masselosen Leiterbahn ausgegangen. Diese Vereinfachung erlaubt es, nahezu alle Parameter zu vernachlässigen und zu eins zusammenzufassen. Das führt zu folgender normierter Funktion und dem Verlauf in Bild 7.8:

$$F(x)_{\mathrm{mag,z}} = k_1 \cdot \frac{x}{(x^2 + 1)^2} \qquad (7.3)$$

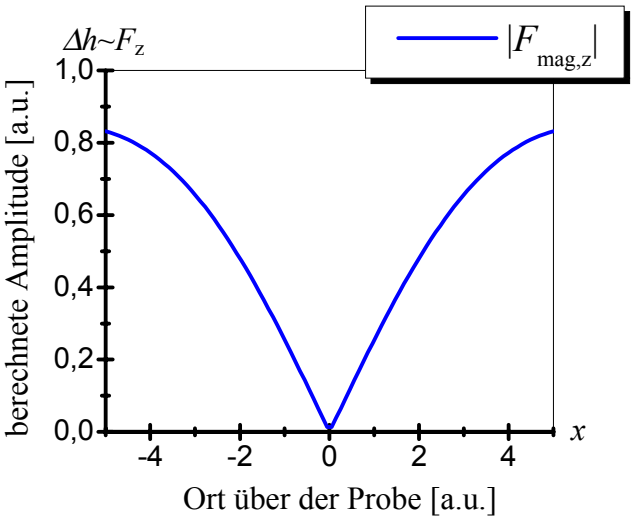
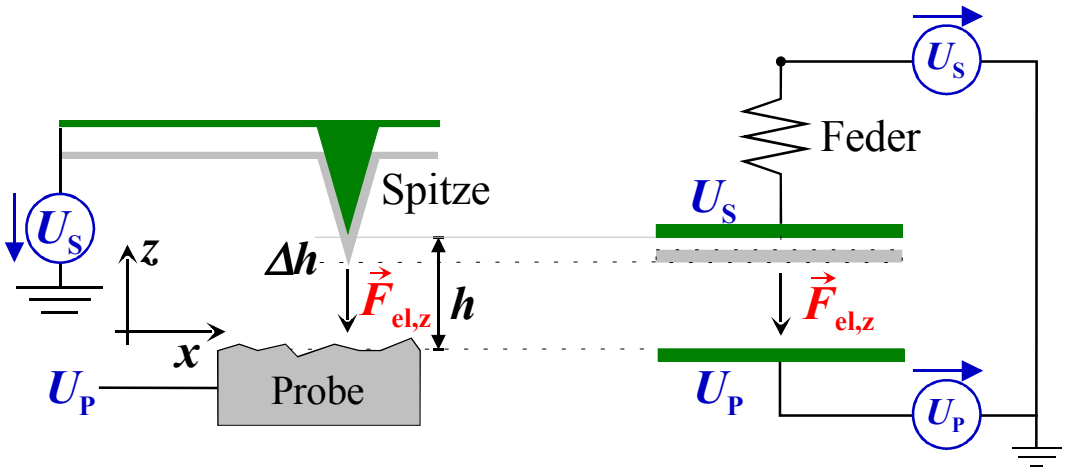


Bild 7.8: Berechnete MKM-Linienrasterung

Für die elektrische Kraftwechselwirkung wird eine analoge Vorgehensweise gewählt. Das Modell aus Kap. 2 muss zunächst erweitert werden, um eine hinreichende Genauigkeit bezüglich der Messergebnisse zu erzielen.

Die Coulombkraft $\vec{F}_{\mathrm{el}}$ verursacht eine Hebelarmauslenkung Δh_{el}. Zur Erklärung des Zusammenhangs zwischen der Hebelarmauslenkung Δh_{el} und dem Potenzialunterschied zwischen Messspitze und Messpunkt kann man in erster Näherung das Modell des Plattenkondensators heranziehen [Sarid 1991], Bild 7.9.



a) b)

Bild 7.9: Prinzip des EKM
a) Prinzipielle Darstellung einer EKM-Messung
b) Modell einer EKM-Messung

Dabei wird das Messspitzenplateau als eine Plattenkondensatorelektrode mit der Spannung U_S, und die dem Messspitzenende gegenüberliegende Probenoberfläche als eine zweite Elektrode mit der Spannung U_P beschrieben.

Man kann annehmen, dass die Spannungen U_S und U_P ortsunabhängig, also konstant sind. Außerdem wird beim EKM nur die z-Komponente des elektrischen Feldes ausgewertet. Die Hebelarmauslenkung Δh_{el} bzw. die dazu proportionale elektrische Kraft in z-Richtung $F_{el,z}$ berechnet sich somit folgendermaßen:

$$\Delta h \sim F_{el,z} = \frac{1}{2} \cdot \frac{dC}{dz} \cdot (U_S - U_P)^2 . \qquad (7.4)$$

Bei dem in Kap. 2 beschriebenen Modell werden die Seitenwände der Messspitze nicht berücksichtigt. Die Gleichung 7.4 ist nur dann gültig, wenn der Arbeitsabstand h zwischen der Messspitze und der Probenoberfläche kleiner ist als der Durchmesser des Messspitzenplateaus R_0. Bei realen Messspitzenradien von R_0=10 nm [Leyk 1998] und Rasterhöhen von h=50 nm bis h=500 nm ist diese Voraussetzung nicht mehr gegeben. Darüber hinaus wechselwirkt nicht nur die Messspitze, sondern auch der Hebelarm [Wittphal 2000] mit den Feldern der Probe.

Aus diesem Grund muss zunächst das bestehende Modell für die elektrische Kraftmikroskopie erweitert werden. Das erweiterte Modell berücksichtigt vor allem die Geometrie der Messspitze [Leyk 1998], aber auch den Hebelarmeinfluss [Wittphal 2000].

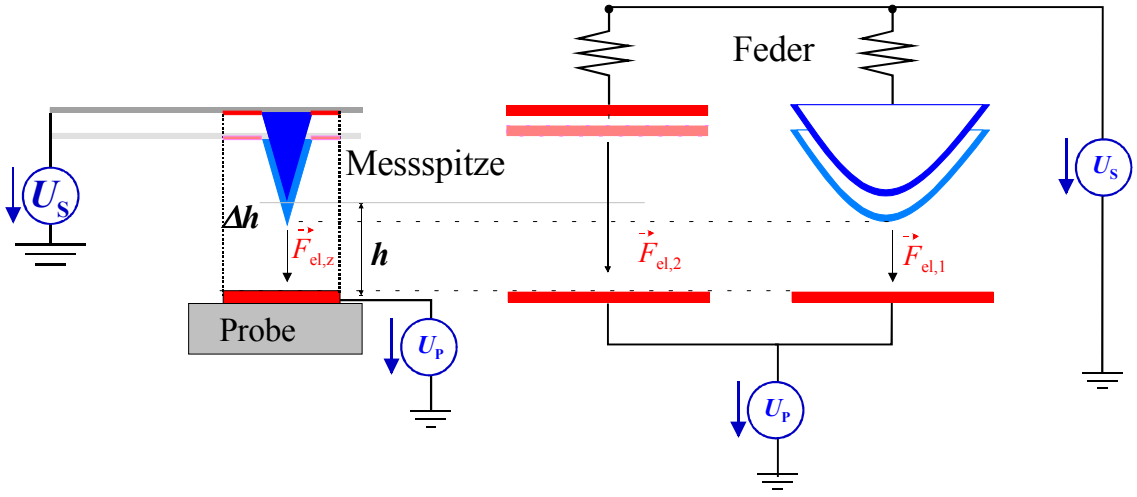


Bild 7.10: Erweitertes Modell des EKM

Bei diesem Modell, Bild 7.10, werden 2 Plattenkondensatoren zur Beschreibung der Anordnung angenommen. Dabei repräsentiert eine Elektrode des ersten Plattenkondensators, die als parabelförmige Kondensatorelektrode angenommen wird, die Messspitze. Die zweite repräsentiert die Probe. Der zweite Plattenkondensator bildet die Anordnung des Hebelarms ab.

Daraus erhält man die resultierende elektrische Kraft $\vec{F}_{el}$ aus der Addition der auf den Hebelarm wirkenden Kraft $\vec{F}_{el,2}$ und der auf die Messspitze wirkenden Kraft $\vec{F}_{el,1}$,

$$\vec{F}_{el,z} = \vec{F}_{el,1} + \vec{F}_{el,2} \ . \tag{7.5}$$

Der Einfluss des sehr weit entfernten Hebelarms kann als konstant und relativ klein angesehen werden. Der daraus resultierende Verlauf der elektrischen Kraft $F_{el,z}$ in z-Richtung wird durch folgende Funktion beschrieben:

$$F_{el,z} = k_1 \ + k_2 \cdot U^2 \cdot \frac{h}{x^2 + h^2} \tag{7.6}$$

Der zweite Term der Gleichung 7.6 stellt die normierte Wechselwirkung zwischen Messspitze und Probe dar, während der erste Term k_1 den konstanten Hebelarmeinfluss repräsentiert. Daraus lässt sich folgende normierte Funktion mit dem Verlauf in Bild 7.11 ableiten:

$$F_{el,z} = k_1 + k_3 \frac{1}{x^2 + 1} \tag{7.7}$$

mit $k_3 = k_2 \cdot U^2 \cdot h$.

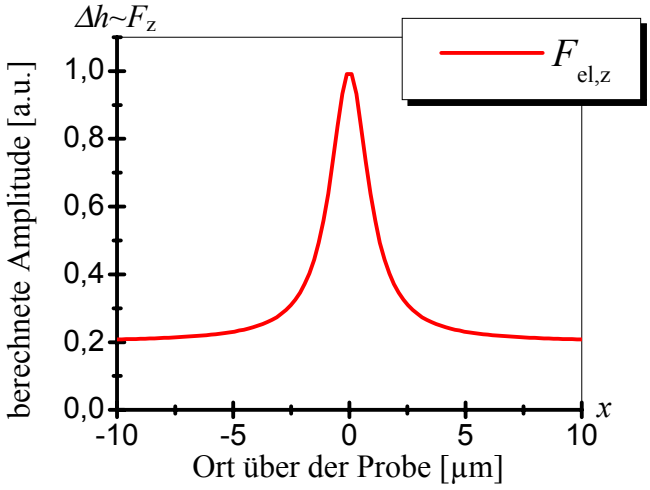


Bild 7.11: Berechnete EKM-Linienrasterung

Modell für den Spannungseinfluss auf die Strommessung

Die theoretischen Überlegungen lassen darauf schließen, dass sich die Gesamtkraft F_z, die auf die Messspitze wirkt, aus der Superposition der magnetischen Kraft $F_{mag,z}$ und der Coulombkraft $F_{el,z}$ zusammensetzt.

Das führt zu der Gleichung

$$|F_z| = |F_{mag,z} + F_{el,z}| . \tag{7.8}$$

Um die Gesamtkraft F_z unter Variation der Spannung U und einem konstanten Strom I zu berechnen, wird in Gleichung 7.8 ein Formfaktor α für die elektrische Kraft $F_{el,z}$ eingeführt. Hiermit kann eine Variation des Einflusses der elektrischen Kraft $F_{el,z}$ auf die Gesamtkraft F_z vorgenommen werden. Da diese elektrische Kraft $F_{el,z}$, wie oben erwähnt, proportional der Spannungsdifferenz U_{SP} zwischen Messsonde und der Leiterbahn ist, und die Messsonde auf Massepotenzial liegt, entspricht dies der Variation der Spannung U. Diese Aussage stimmt allerdings nur bedingt, da die Spannung U einen quadratischen Einfluss auf die elektrische Kraft $F_{el,z}$ hat. Jedoch erfolgt die Strommessung mit Hilfe eines Lock-In-Verstärkers, so dass nur ein linearer Term ausgewertet wird. Somit erhält man

$$|F_z| = |F_{mag,z} + \alpha \cdot F_{el,z}| . \tag{7.9}$$

Aus Gleichung 7.9 lässt sich der in Bild 7.12 dargestellte Amplitudenverlauf für die Hebelarmschwingung Δh (proportional zu $|F_z|$) berechnen.

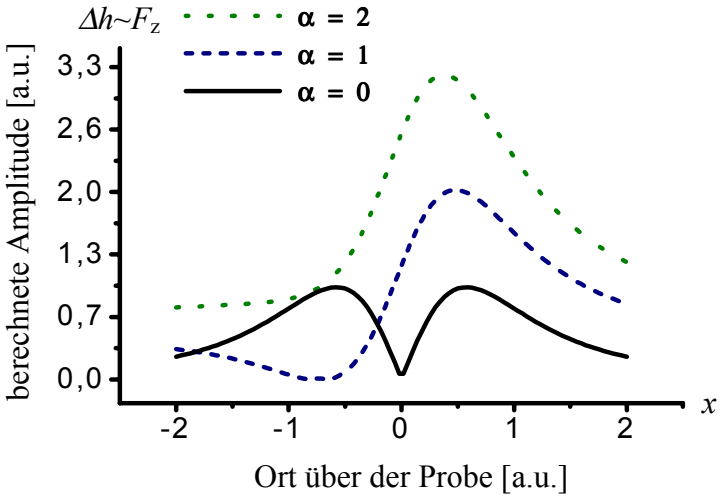


Bild 7.12: *Berechneter Verlauf der Linienrasterung bei Superposition der elektrischen Kraft $F_{el,z}$ mit der magnetischen Kraft $F_{mag,z}$ unter Variation des elektrischen Anteils*

Messaufbau

Grundsätzlich wird für die Untersuchungen der in Kap. 3 vorgestellte Messaufbau verwendet. Um den Spannungseinfluss bei der Strommessung mit dem MKM zu zeigen, muss die Spannung U am Messpunkt verändert werden können, während der Strom I konstant bleibt. Das erreicht man durch die in Bild 7.13 dargestellte Probenbeschaltung.

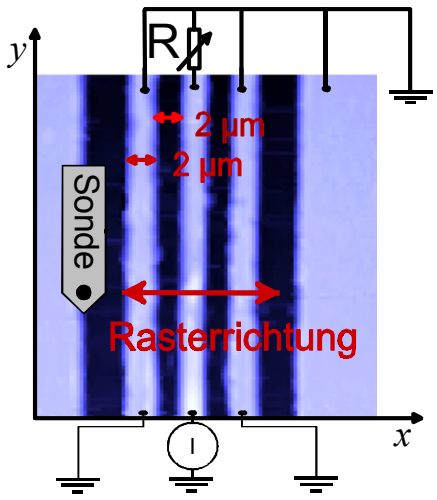


Bild 7.13: *Topografie der Teststruktur und ihre Beschaltung*

Gemessen wird, wie bei den vorherigen Untersuchungen, an der b_L=2 µm breiten mittleren Leiterbahn G der ITG-Teststruktur. Diese besitzt einen Innenwiderstand von R=34 Ω. Dieser Widerstand ist im Vergleich zu dem veränderbaren Widerstand R, der einen maximalen Widerstandswert von R=10 kΩ besitzt, vernachlässigbar. Damit ist die Spannung U am Messpunkt auf der Leiterbahn nahezu gleich der Spannung U am Widerstand R. Mit dieser Beschaltung kann die Spannung U am Messpunkt durch Veränderung des Widerstands R variiert werden, während der Strom I konstant gehalten wird.

Messungen

Zunächst wird eine Strommessung realisiert. Die Messung in Bild 7.14 ist mit einem Strom von I=500 µA beschaltet. Der Widerstand R ist kurzgeschlossen, so dass die verbleibende Spannung U am Messpunkt annähernd zu vernachlässigen ist. Bild 7.14 zeigt das Ergebnis der Strommessung mit der zugehörigen Linienrasterung.

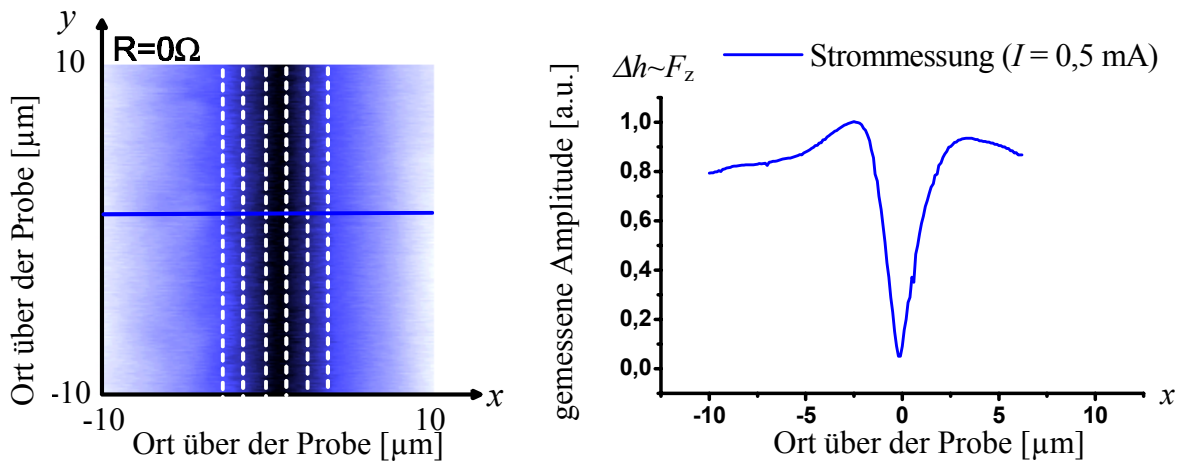


Bild 7.14: Strommessung ohne Spannungseinfluss mit einem Strom von I=500 µA
a) Amplitudenverteilung; b) Linienrasterung

Die gestrichelten Linien in Bild 7.14a geben die geometrische Lage der Leiterbahnen an. Der Amplitudenverlauf der gemessenen Linienrasterung stimmt mit dem berechneten Verlauf aus Bild 7.8 annähernd überein.

Weitere Strommessungen, bei denen die Verbindung des Widerstands R zur Masse durchtrennt wird, zeigen EKM-Ergebnisse (Bild 7.15). Die Spannung U an der Leiterbahn beträgt dabei U=1,5 V.

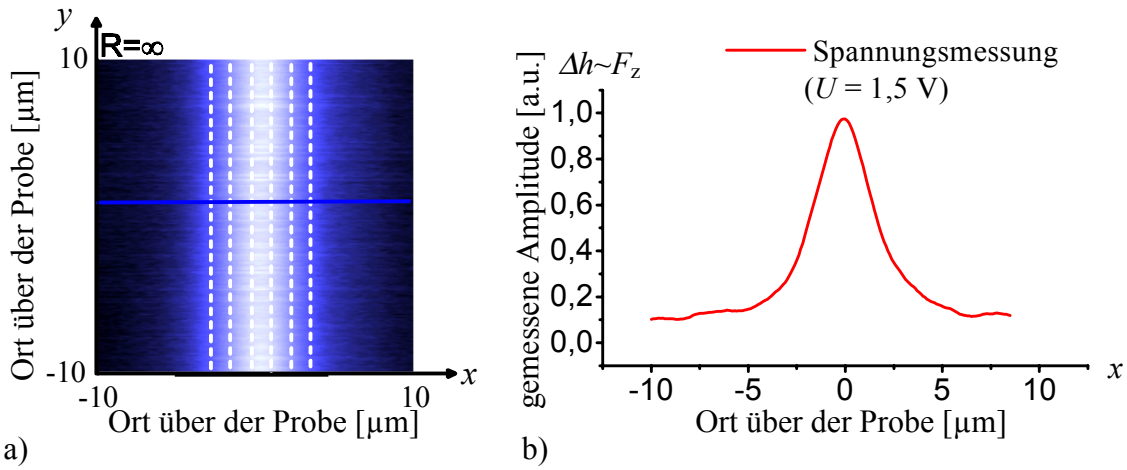


Bild 7.15: Spannungsmessung mit U=1,5 V
a) Amplitudenverteilung; b) Linienrasterung

Auch hier stimmt der gemessene Amplitudenverlauf der Linienrasterung mit dem nach dem erweiterten Modell erwarteten Verlauf aus Bild 7.11 überein.

Um den Spannungseinfluss zu demonstrieren, wird der Widerstand R während der Strommessung kontinuierlich erhöht. Bei der in Bild 7.16 dargestellten Strommessung wird der Widerstand von R=0 Ω bis R=3 kΩ angehoben. Der Strom I wird dabei konstant bei I=500 µA gehalten. Die Erhöhung des Widerstands R bewirkt eine Erhöhung der Spannung auf der stromdurchflossenen Leiterbahn auf U=1,5 V. Dadurch wird die Messspitze und somit der Hebelarm nicht mehr ausschließlich durch die magnetische Kraft $F_{mag,z}$, sondern auch durch die Coulombkraft $F_{el,z}$ beeinflusst. Dies führt zu einer Veränderung des Ergebnisses der Strommessung in Bild 7.16.

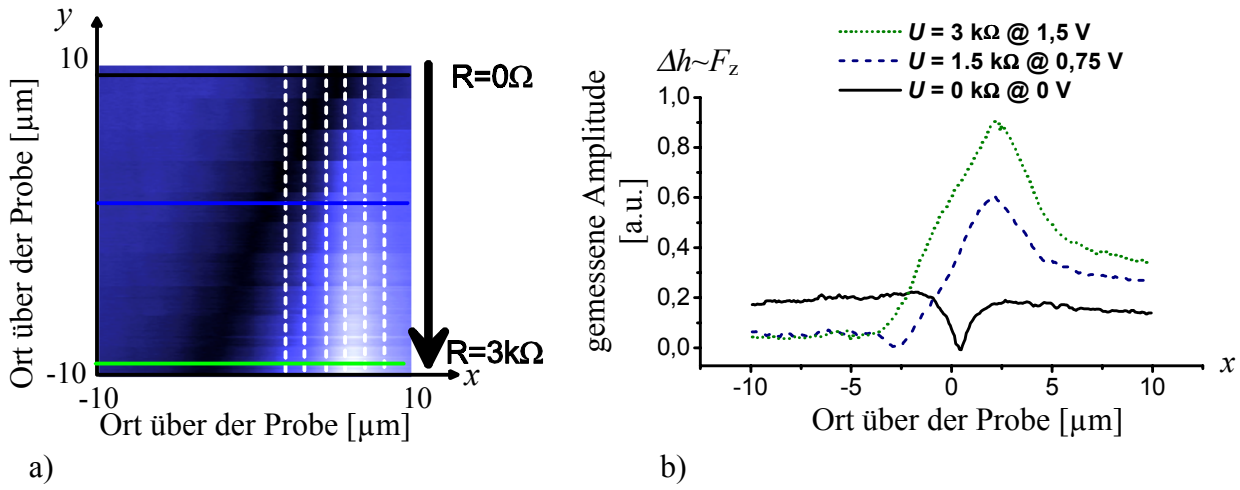


Bild 7.16: Strommessung mit wachsendem Spannungseinfluss
a) Amplitudenverteilung; b) Linienrasterung

Zu erkennen ist, dass das Minimum der Hebelarmschwingungsamplitude Δh (in Bild 7.16 dunkel dargestellt), das sich nach der Modellvorstellung über der Mitte der Leiterbahn befinden müsste, nach links verschoben ist. Gleichzeitig wächst eines der Maxima deutlich an, was in Bild 7.16a an den hellen Stellen zu erkennen ist. Aus diesem Grund lässt sich bei einem wachsenden Spannungseinfluss keine Aussage mehr über die genaue Position des in einer Leiterbahn fließenden Stroms I treffen.

Vergleicht man diese Messergebnisse (Bild 7.16) mit den entsprechenden Simulationen aus Bild 7.12, so ist eine sehr gute Übereinstimmung zu sehen. Zusammenfassend kann gesagt werden, dass das Problem des Spannungseinflusses mit dem hier vorgestellten Modell zu erklären ist.

Eliminierung des Spannungseinflusses

Zur Eliminierung des Spannungseinflusses sind unterschiedliche Ansätze denkbar:

1. Rechnerische Eliminierung des Einflusses mit Hilfe einer Simulation.
2. Verwendung einer multifunktionalen Messsonde.
3. Elektrische Abschirmung der Probe.
4. Isolierung der Messspitze.

Zu 1: Rechnerische Eliminierung des Spannungseinflusses mit Hilfe einer Simulation

Es bietet sich ein Rückrechenalgorithmus an. Mit diesem sollte es möglich sein, die Messergebnisse aufgrund der gesammelten Erfahrungen derart aufzuarbeiten, dass eine Strommessung durchgeführt werden kann. Dies ist jedoch aufgrund vieler unbekannter Parameter sehr schwierig und somit ungenau.

Zu 2: Verwendung einer multifunktionalen Messsonde

Eine weitere Möglichkeit besteht darin, eine multifunktionale Messsonde zu verwenden, die mit zwei Hebelarmen ausgestattet ist.

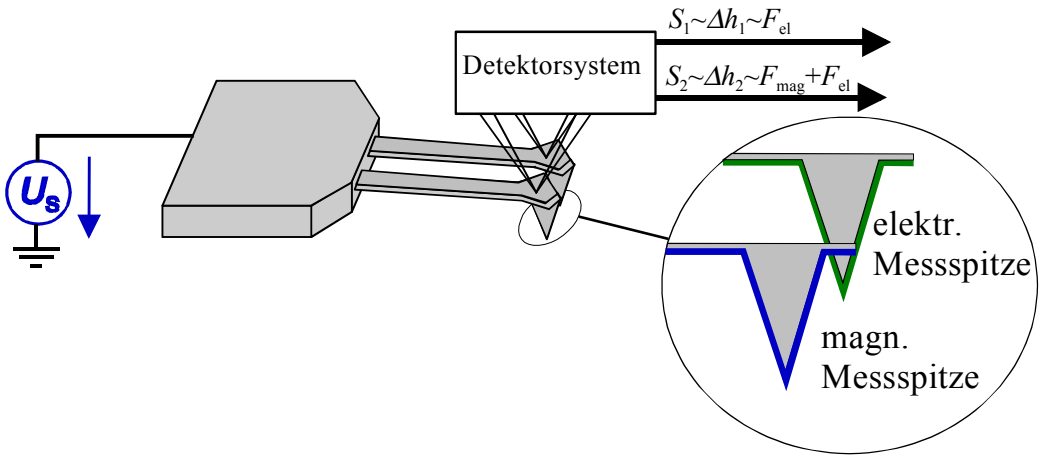


Bild 7.17: Aufbau einer möglichen multifunktionalen Messsonde

Wie in Bild 7.17 dargestellt, sind die beiden Hebelarme, mit Ausnahme der Beschichtung, identisch. Einer der Hebelarme ist mit einem dia- oder paramagnetischen aber leitfähigen Material, der zweite mit einem magnetischen Material beschichtet. Somit können simultan elektrische und magnetische Strommessungen erfolgen. Da die magnetische Strommessung durch die elektrische Kraftwechselwirkung beeinflusst wird, kann das elektrische Signal von dem simultan gemessenen magnetischen Signal abgezogen werden. Somit ist eine Auswertung des reinen Stromsignals möglich. Bild 7.18 zeigt ein Foto der im Rahmen dieser Arbeit entwickelten multifunktionalen Messsonde. Zur Zeit existiert kein kommerzielles RKM, das diese Messsonden verwenden kann. Das in Kap.3 vorgestellte eigenentwickelte Testsystem bietet jedoch die Möglichkeit, diese Messsonden einzusetzen.

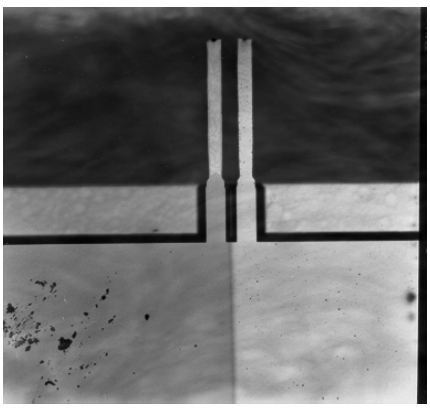


Bild 7.18: Multifunktionale Messsonde

Erste Messungen sehen sehr vielversprechend aus und zeigen, dass es möglich ist, Strom I und Spannung U simultan zu messen.

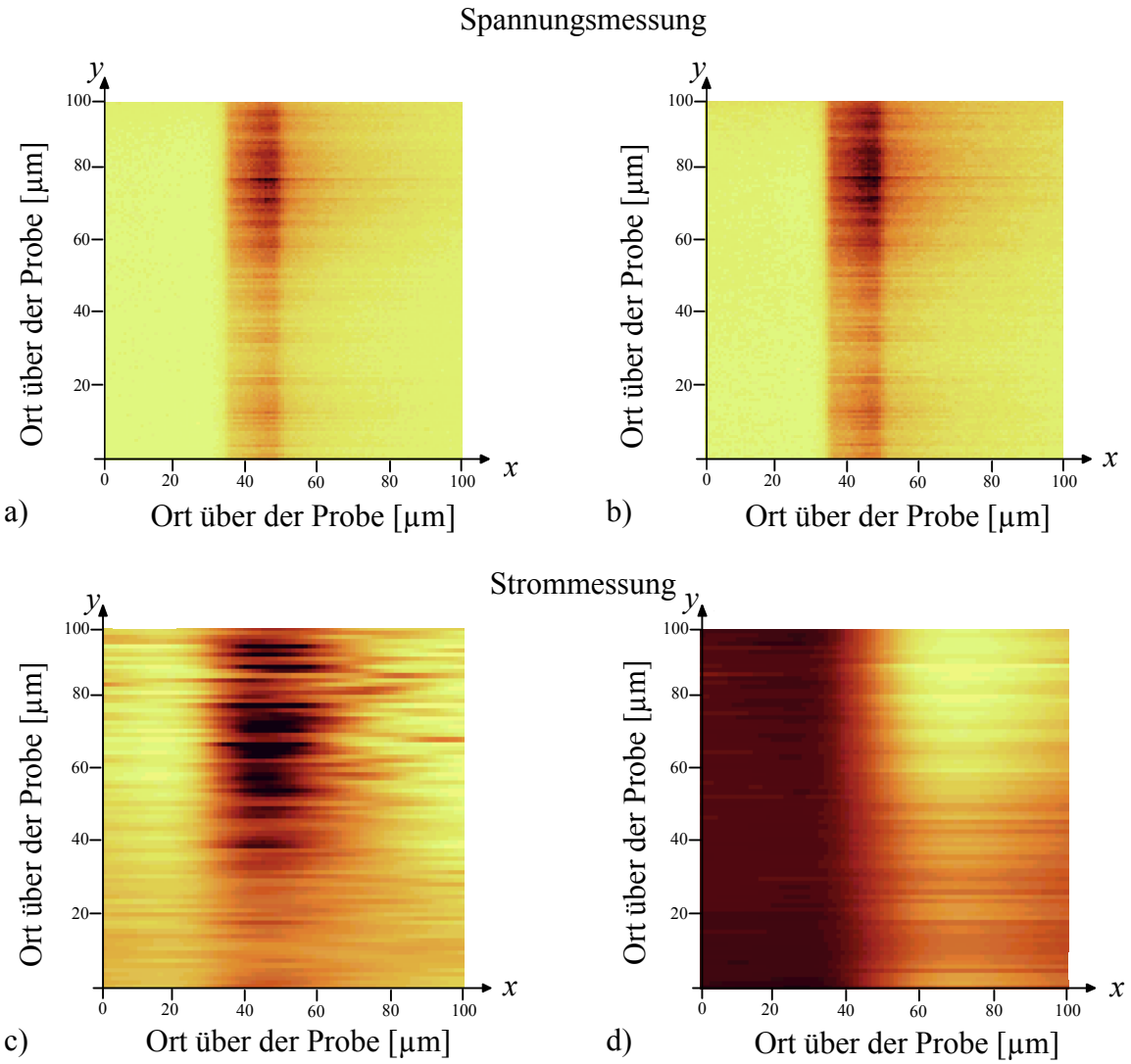


Bild 7.19: Die Messergebnisse der zeitgleichen Spannungs- und Strommessung
a) Amplitudenverteilung der Spannung; b) Phasenverteilung der Spannung
c) Amplitudenverteilung des Stroms; d) Phasenverteilung des Stroms
[Hartmann 2001]

Genauere Auswertungen sind auf Grund der noch schlechten Qualität der Messergebnisse nicht möglich. Hier sind in der Zukunft deutliche Verbesserungen zu erwarten.

Zu 3: Elektrische Abschirmung der Probe

Eine weitere, vielversprechende Möglichkeit zur Minimierung des Störeinflusses durch die Coulombkraft $F_{el,z}$ besteht darin, das Potenzial der Messspitze dem Potenzial der Probe anzugleichen, so dass keine Coulombkraft $F_{el,z}$ wirkt.

Eine Realisierungsmöglichkeit zeigt Bild 7.20.

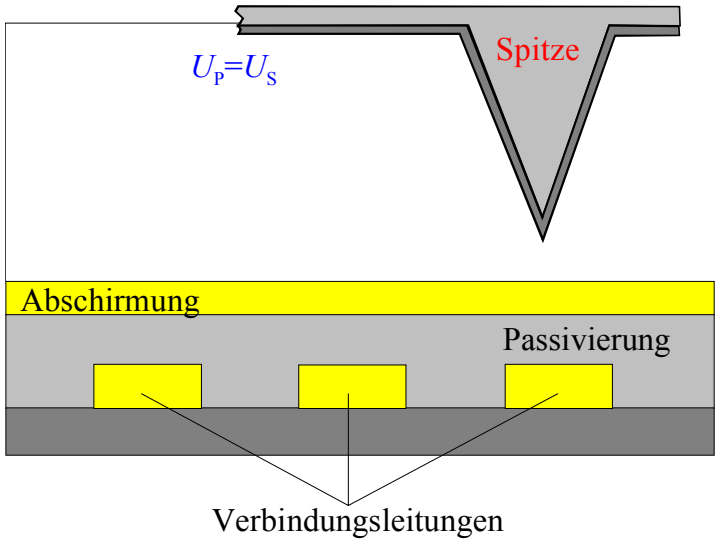
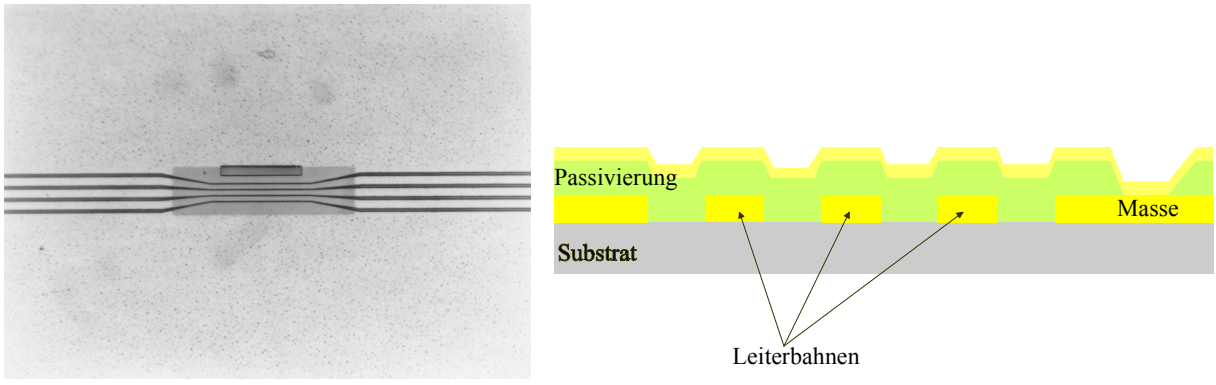


Bild 7.20: Eliminierung des Spannungseinflusses durch Abschirmung

Hierzu wird auf die Passivierung der Leiterbahnen eine Abschirmungsschicht aufgebracht und elektrisch mit der Messspitze verbunden. Dadurch wird das gleiche Potenzial an Messspitze und Messpunkt erzeugt. Das Material der Abdeckschicht sollte para- oder diamagnetisch sein, um die magnetischen Felder nicht zu verändern. Der Nachteil dieses Verfahrens liegt in der großen Dicke der Passivierung und der Abschirmungsschicht. Dadurch wird eine größere Arbeitshöhe *h* erzwungen, und somit wird das detektierte Nutzsignal schwächer.

Zur Untersuchung dieses Verfahrens wurden einige ITG-Teststrukturen mit Passivierung, wie in Bild 7.21 zu sehen, durch Abscheiden einer Abschirmung mit Hilfe eines FIB (eng. Focused Ion Beam) über Teilen der Leiterbahnstruktur präpariert.



a) b)

Bild 7.21: Präparierte ITG-Teststruktur
a) lichtmikroskopische Aufnahme
b) schematischer Querschnitt der Teststruktur

Diese Präparation wurde bei Infineon Technologies AG München, Abteilung FA (Fehleranalyse), durchgeführt.

Beim Abscheiden der Abschirmung wird zunächst ein Loch in die Passivierung geätzt und ein Kontakt zwischen der aufgebrachten Abschirmung und den unter der Passivierung liegenden Masseflächen hergestellt.

Mit der Abschirmung ist es möglich, den Spannungseinfluss nahezu zu eliminieren. Bild 7.22 zeigt eine Strommessung, bei der mit einem Strom von I=100 µA und einer Spannung von U=4 V zunächst über der Abdeckschicht gemessen wurde (oberes Viertel Bild 7.22). Nach der Hälfte der Messung wurde die Probe derart positioniert, dass die Messsonde neben der Abdeckschicht rastert. Es ist deutlich zu erkennen, dass im ersten Teil der Messung die Beeinflussung durch die Spannung U fast eliminiert werden konnte. Die gleiche Vorgehensweise wurde für eine Spannung von U=0 V wiederholt (untere Hälfte Bild 7.22). Wie aufgrund der Theorie zu erwarten war, ist hier kein Unterschied zwischen den Messergebnissen mit Abschirmung und ohne Abschirmung zu erkennen.

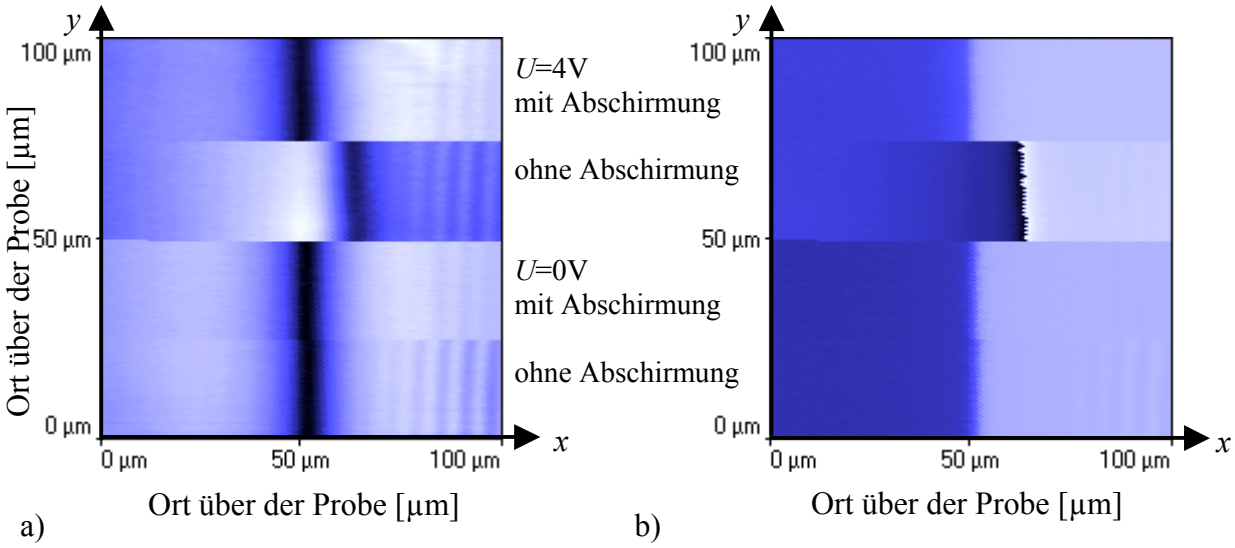


Bild 7.22: Überprüfung der Wirksamkeit der Abschirmmethode
a) Amplitudenverteilung; b) Phasenverteilung

Zu 4: Isolierung der Messspitze

Diese Möglichkeit, die nur für niedrige Frequenzen geeignet ist, setzt eine Messsonde voraus, die vollständig gegenüber der Messsondenhalterung isoliert ist. Je besser die Isolierung ist, umso geringer ist der störende Spannungseinfluss. Idealerweise sollte eine nichtleitende Messsonde verwendet werden, die zur Zeit jedoch nicht kommerziell verfügbar ist.

Zusammenfassung

In diesem Abschnitt wurden die Untersuchungen zum Einfluss der Spannung *U* auf die Strommessung vorgestellt. Ein Modell zur Klärung dieses Einflusses wurde präsentiert. Ein Vergleich der Messergebnisse mit den nach dem Modell erwarteten Werten, zeigte eine sehr gute Übereinstimmung.

Es folgte die Präsentation von Verfahren, die eine Eliminierung des Spannungseinflusses ermöglichen. Zum einen konnten mit der Abschirmung des Testobjektes gute Ergebnisse erzielt werden, zum anderen konnte auch die multifunktionale Messsonde ihre Funktionstüchtigkeit unter Beweis stellen. Ein weiterer großer Vorteil dieser Messsonden liegt in ihrer Fähigkeit, bei einer Messung nicht nur den Strom *I*, sondern auch die zugehörige Spannung *U* zu messen.

Das Verfahren mit isolierten Messsonden konnte nicht realisiert werden, da die zur Zeit verfügbaren Messsonden aus hochdotiertem, also leitfähigem Silizium bestehen. Polymere Messspitzen sind in der Entwicklung, standen jedoch nicht für Strommessungen zur Verfügung.

Mit der Erstellung einer geeigneten Simulation wurde begonnen, jedoch sind hier noch keine Ergebnisse verfügbar.

7.5 Einfluss des Hebelarms

Bei der Messung von Strömen mit dem MKM soll nach dem Modell aus Kap. 2.2 ein senkrecht zur Leiterbahn symmetrischer Verlauf der Kraft detektiert werden. Einige Strommessungen weisen allerdings starke Asymmetrien auf. Weitergehende Untersuchungen zeigten, dass diese Asymmetrien abhängig von der Positionierung der Messsonde in Bezug auf die stromführende Leiterbahn sind. Es zeigt sich, dass die größten Asymmetrien auftreten, wenn Messsonde und stromführende Leiterbahn senkrecht zueinander positioniert sind (Bild 7.23a). Liegen beide parallel zueinander, so ist der Kraftverlauf nahezu symmetrisch (Bild 7.23b).

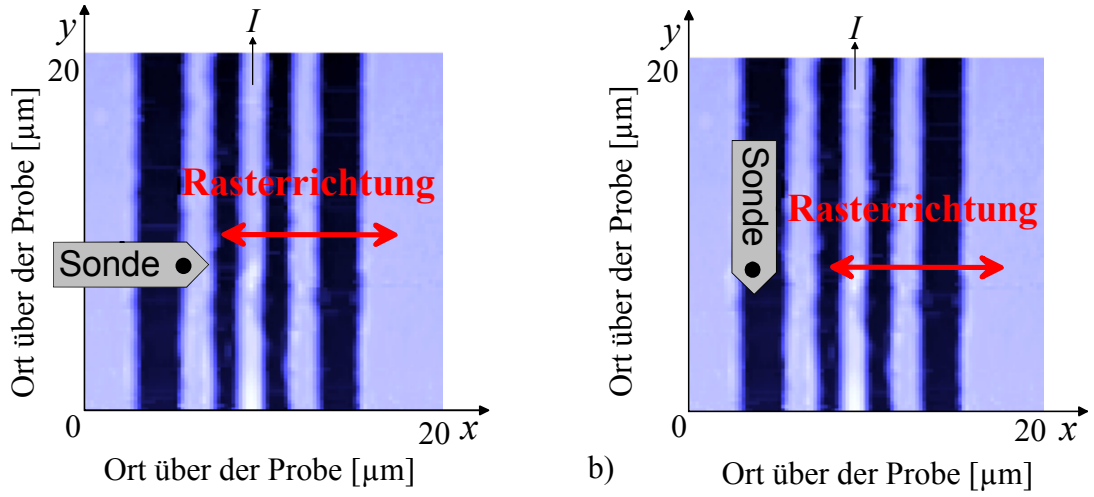


Bild 7.23: Messanordnung für die Strommessung
a) Winkel zwischen Messsonde und stromführender Leiterbahn $\alpha_{ML}=90°$
b) Winkel zwischen Messsonde und stromführender Leiterbahn $\alpha_{ML}=0°$

Diese Verfälschung der Strommessung ist auf den Einfluss des Hebelarms zurückzuführen. Ähnliches ist aus der elektrischen Kraftmikroskopie bekannt [Wittpahl 2000]. Aus diesem Grund muss das vorhandene Dipolmodell aus Kap. 2 so erweitert werden, dass die geometrische Form der Messsonde, insbesondere die des Hebelarms, mit berücksichtigt wird.

Wie in Bild 7.24 dargestellt, ist bei Standard-Messsonden nicht nur die Spitze mit einer magnetischen Schicht überzogen, sondern auch der Hebelarm. Die Kraft $\vec{F}$, die auf die magnetische Schicht des Hebelarms wirkt, wird im einfachen Dipolmodell nicht berücksichtigt.

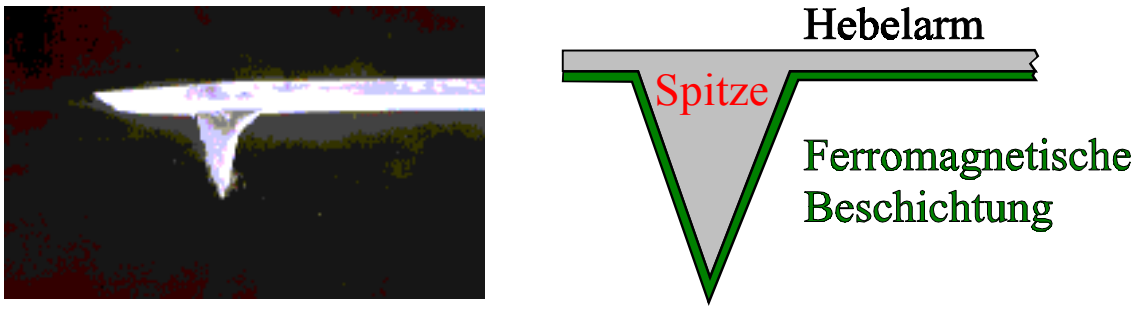


Bild 7.24: Messsonde für die Magnetkraftmessung
a) Rasterelektronenmikroskopische Aufnahme einer MKM-Messsonde
b) Schematischer Aufbau der Messsonde

Bei dem einfachen Dipolmodell aus Kap. 2 geht man davon aus, dass sich die Magnetisierung $\vec{M}$ der gesamten Messspitze wie ein einzelner magnetischer Dipol der Größe $\vec{m}$ verhält (Bild 7.25).

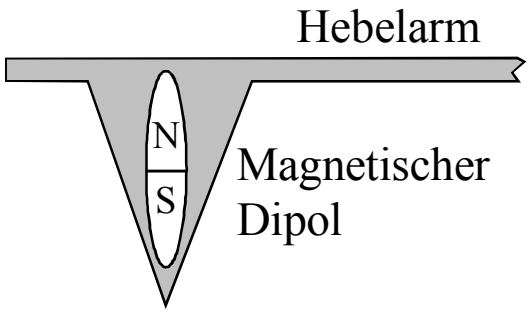


Bild 7.25: Modellvorstellung einer MKM-Messsonde

Erweitertes Dipolmodell

In dem erweiterten Dipolmodell, das die ferromagnetische Beschichtung des Hebelarms der Messsonde berücksichtigt, wird analog zum einfachen Dipolmodell die Magnetisierung des Hebelarms $\vec{M}$ in fest definierten Abständen zu einem Dipol zusammengefasst.

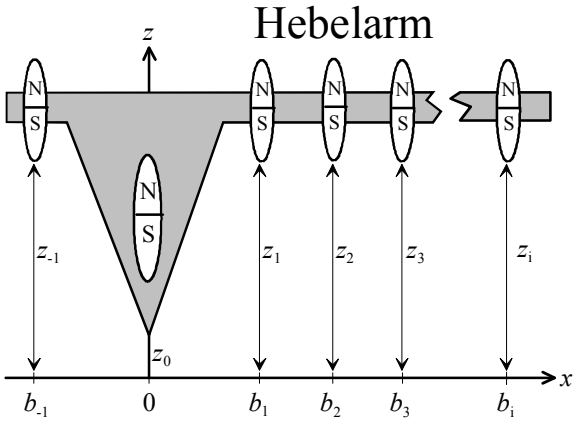


Bild 7.26: Erweitertes Dipolmodell; die magnetische Beschichtung des Hebelarms wird durch zusätzliche Dipole entlang des Hebelarms berücksichtigt

Bild 7.26 zeigt die Anordnung der magnetischen Dipole. Dabei muss die Kraftwirkung jedes einzelnen Dipols in Abhängigkeit von seiner geometrischen Lage berücksichtigt werden. Die Kraftwirkung der gesamten Anordnung ergibt sich aus der Superposition der einzelnen Anteile.

Gleichung 7.9 erweitert sich zu folgender Form:

$$F_z = c \cdot \left(\sum_{i=1}^{n} \frac{(x - b_{-i}) \cdot z_{-i}}{\left((x - b_{-i})^2 + z_{-i}^{\,2}\right)^2} + \frac{x \cdot z_0}{\left(x^2 + z_0^{\,2}\right)^2} + \sum_{i=1}^{m} \frac{(x + b_i) \cdot z_i}{\left((x + b_i)^2 + z_i^{\,2}\right)^2} \right) \qquad (7.10)$$

mit $$c = \frac{\mu_0 |\vec{m}| \cdot I}{\pi}. \qquad (7.11)$$

Dabei beschreibt der erste Term die magnetischen Dipole links der Messspitze, verschoben um b_{-i} mit der Höhe z_{-1}. Der zweite Term repräsentiert die Messspitze und der dritte Term repräsentiert die magnetischen Dipole rechts der Messspitze, mit dem Verschiebeparameter b_i und der Höhe z_i. Dies ist in Bild 7.27 zum leichteren Verständnis dargestellt.

Der durch die Superposition erwartete theoretische Kraftverlauf mit der Anordnung in Bild 7.26 nimmt folgende Form an:

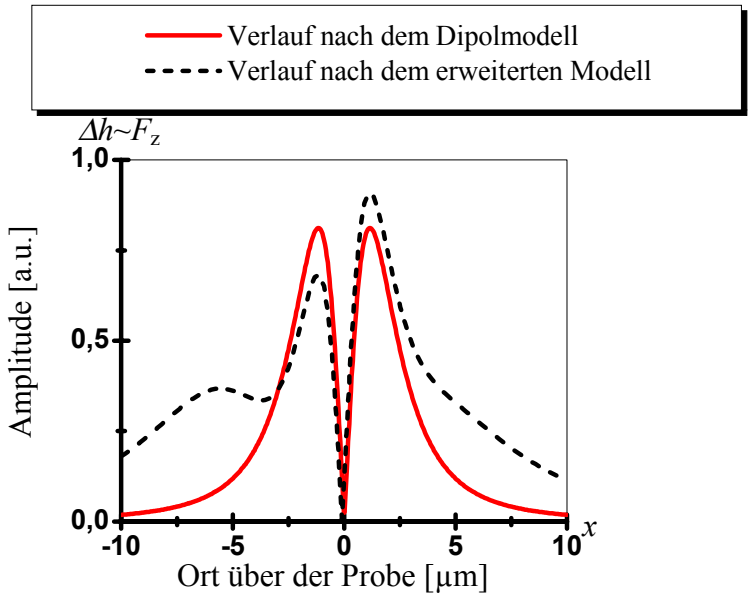
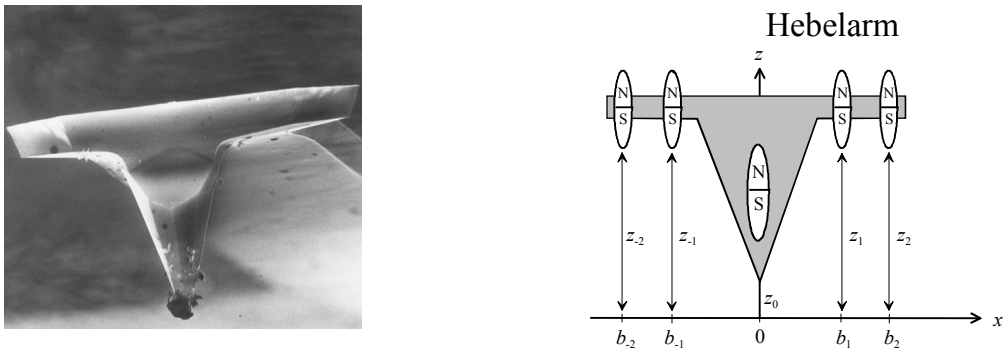


Bild 7.27: Verlauf der z-Komponente der Kraft nach dem erweiterten Dipolmodell

Durch die Superposition der Einzelkräfte und die asymmetrische Anordnung der Dipole erhält man den in Bild 7.27 dargestellten asymmetrischen Kraftverlauf. Es ist deutlich zu erkennen, dass sich bei dieser Anordnung ein weiteres Nebenminimum ausbildet.

In einem nächsten Schritt wird das erweiterte Dipolmodell auch für den Fall angewandt, dass der Winkel zwischen Hebelarm und Leiterbahn α_{ML}=0° beträgt (Bild 7.23b). Hier ist ein symmetrischer Kraftverlauf zu erwarten.

Zu diesem Zweck wird die Messsonde von vorne betrachtet (Bild 7.28) und eine Spiegelsymmetrie angenommen.



a) b)

Bild 7.28: Messsonde für die Magnetkraftmessung
a) Rasterelektronenmikroskopische Aufnahme einer MKM-Messsonde
b) Schematischer Aufbau der Messsonde

Die Gleichung für die Kraftwirkung ergibt sich wieder aus der Superposition der einzelnen Anteile. Unter Beachtung der symmetrischen Anordnung der Dipole ergibt sich folgende Gleichung:

$$F_z = c \cdot \left(\sum_{i=1}^{n} \frac{(x - b_{-i}) \cdot z_{-i}}{\left((x - b_{-i})^2 + z_{-i}^2\right)^2} + \frac{x \cdot z_0}{\left(x^2 + z_0^2\right)^2} + \sum_{i=1}^{n} \frac{(x + b_i) \cdot z_i}{\left((x + b_i)^2 + z_i^2\right)^2} \right). \tag{7.12}$$

Nimmt man jeweils einen Dipol auf der rechten und einen Dipol auf der linken Seite relativ zur Messspitze an, so erhält man folgenden Kraftverlauf:

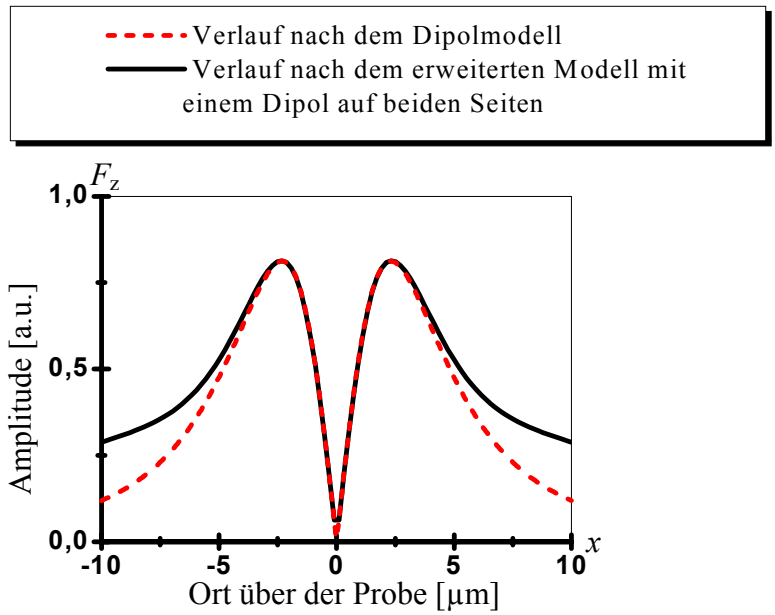


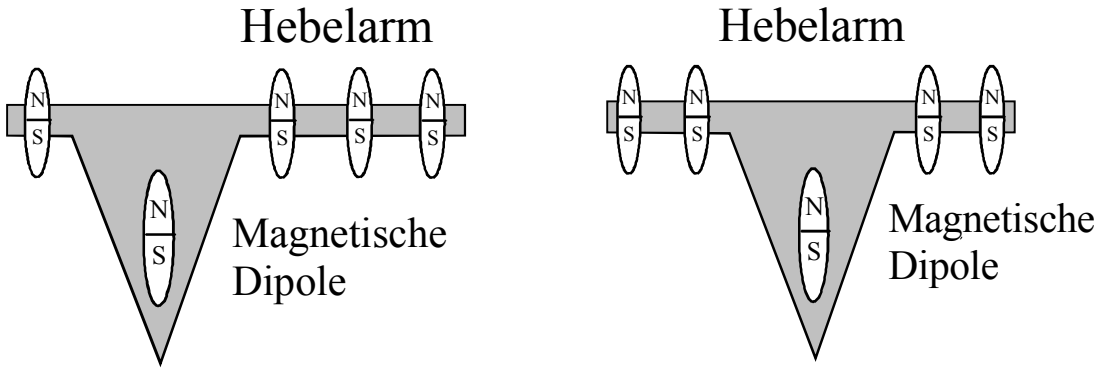
Bild 7.29: Verlauf der z-Komponente der Kraft bei symmetrischer Dipolverteilung

In Bild 7.29 ist zu erkennen, dass sich der Kraftverlauf des erweiterten Dipolmodells zwar von dem einfachen Dipolmodell unterscheidet, die Symmetrie bleibt jedoch wie erwartet erhalten.

Abschätzung der Dipolanzahl und der Geometrie

Zur Abschätzung der notwendigen Anzahl der Dipole und ihrer geometrischen Lage wird der Kraftverlauf für unterschiedliche Anordnungen untersucht. Dabei ist festzustellen, dass sich ab einer gewissen Anzahl und Konstellation der Dipole kaum noch ein Unterschied im Verlauf der Kraft ergibt [Ileri 2001].

So sind bei seitlicher Betrachtung des Hebelarms (Bild 7.30a) insgesamt fünf Dipole für die qualitative Beurteilung ausreichend [Ileri 2001]. Dabei repräsentiert ein Dipol die Messspitze, und vier Dipole repräsentieren den Hebelarm, drei auf der einen Seite und einer auf der anderen Seite der Messspitze, Bild 7.30.



a) b)

Bild 7.30: Hinreichende Anzahl der Dipole
a) seitliche Ansicht der MKM-Messsonde
b) Vorderansicht der MKM-Messsonde

Ein Modell mit insgesamt fünf Dipolen, zwei an jeder Seite der Messspitze und einem, der die Messspitze repräsentiert, weist eine hinreichende Genauigkeit auf, Bild 7.30b (Vorderansicht).

Sowohl die Größe als auch die Position der angenommenen Dipolmomente müssen sich nach der Länge und der Breite des Hebelarms, beziehungsweise des Überhangs richten.

Für eine qualitative Beurteilung der Messergebnisse ist dieses erweiterte Modell gut geeignet.

Verifikation der theoretischen Ergebnisse anhand von Messungen

Zur Demonstration des Hebelarmeinflusses bietet die in Kap. 3 verwendete ITG-Teststruktur ideale Bedingungen. Sie ermöglicht die Strommessung an identischen Leiterbahnen, ohne Umbau und somit ohne Änderung der Parameter. Der Hebelarm befindet sich einmal, wie in Bild 7.23 dargestellt, senkrecht (α_{ML}=90°) zur Leiterbahn und einmal parallel (α_{ML}=0°) zu dieser. Jeweils die mittlere Leiterbahn ist mit einem Strom von I=1 mA beschaltet. Bild 7.31 zeigt eine Stromkontrastmessung mit der zugehörigen Linienrasterung an einer b_L=2 µm breiten Leiterbahn.

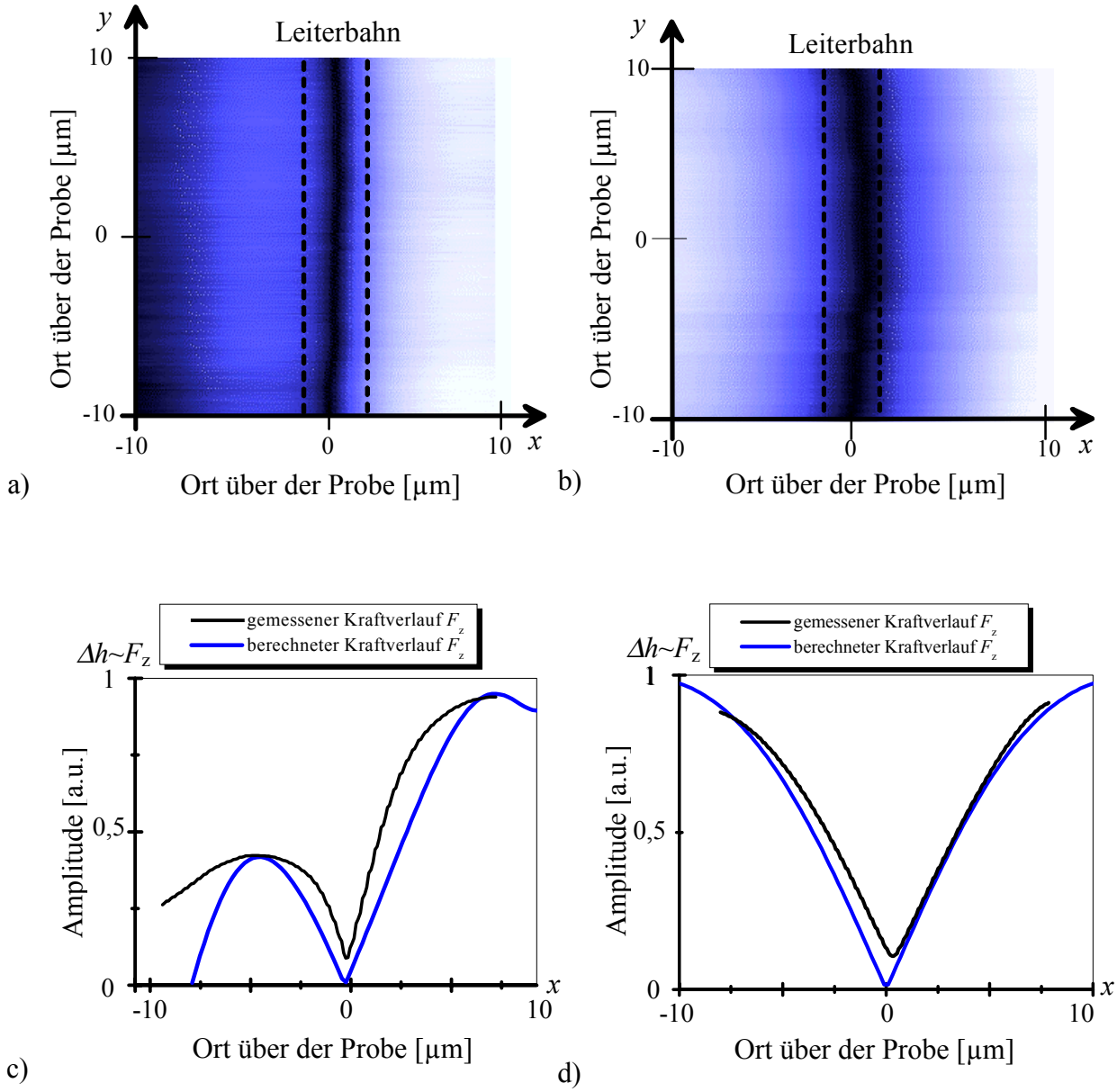


Bild 7.31: Vergleich der berechneten Kraftverläufe mit experimentellen Ergebnissen
a,c) Messsonde senkrecht (α=90°) zur Leiterbahn
b,d) Messsonde parallel (α=0°) zur Leiterbahn

In Bild 7.31 ist zu erkennen, dass die Ergebnisse aus der Simulation prinzipiell mit den experimentellen Ergebnissen übereinstimmen, sowohl für die Anordnung der Messsonde senkrecht (α=90°) zur Leiterbahn (Bild 7.31a,c) als auch für die Anordnung parallel zur Leiterbahn (Bild 7.31b,d). Die Abweichung in den Bildern 7.31 ist dadurch zur erklären, dass in den verwendeten Berechnungen keinerlei Randparameter, wie z.B. die Geometrie der Leiterbahn, berücksichtigt wurden.

Bei Betrachtung verschiedener Messspitzen-Probenabstände *h* zeigt sich nach dem erweiterten Dipolmodell neben dem in Bild 7.27 dargestellten Nebenminimum ein weiteres. Zunächst ist nur das eine zu detektieren, jedoch spaltet sich dieses unter Verringerung des Messspitzen-Probenabstandes *h* in zwei diskrete Nebenminima auf.

Die nach dem Modell zu erwartenden Nebenminima sind in Bild 7.32b aufgezeigt. Die in Bild 7.31 dargestellte Strommessung zeigt diese Minima noch nicht. Aus diesem Grunde werden die Messungen in einem größeren Rasterbereich durchgeführt.

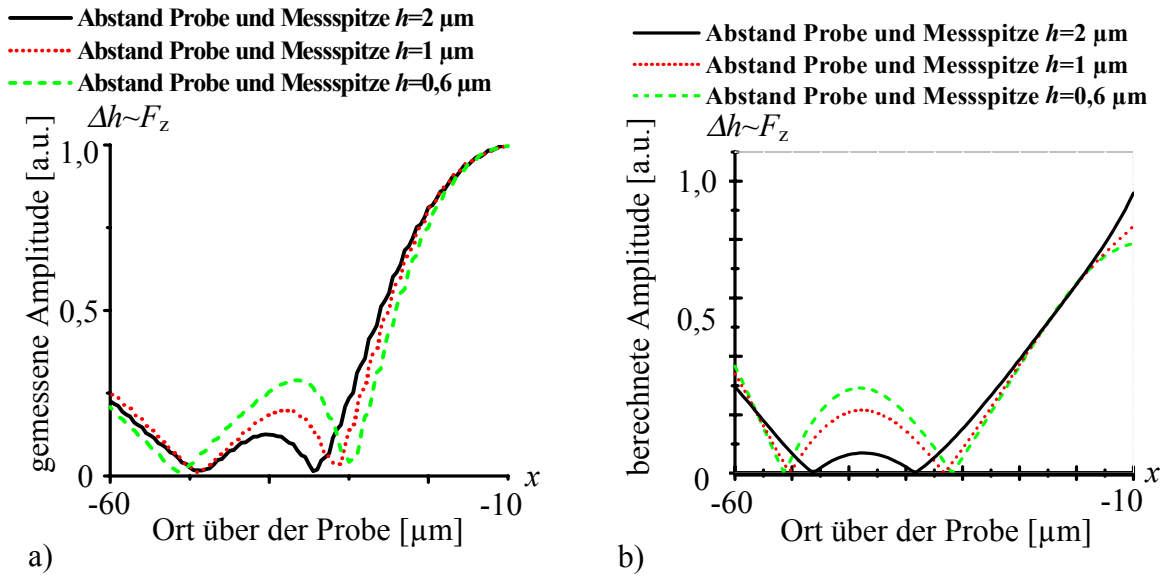


Bild 7.32: Kraftverläufe in Abhängigkeit der Rasterhöhe mit großem Rasterbereich a) gemessene Kraftverläufe; b) simulierte Kraftverläufe

In Bild 7.32 sind verschiedene Kraftverläufe in Abhängigkeit von der Rasterhöhe *h* aufgetragen. Der hier dargestellte Ausschnitt, in dem die Nebenminima deutlich zu erkennen sind, ist sehr weit vom Hauptminimum entfernt.

Eliminierung des Hebelarmeinflusses

Zur Eliminierung des Hebelarmeinflusses sind zwei Ansätze möglich:

1. Strommessung in zwei unterschiedlichen Arbeitsabständen,

2. Optimierung der Messsonde.

1. Strommessung in zwei unterschiedlichen Arbeitsabständen (Zweihöhenmessung)

Die Methode der Zweihöhenmessung basiert auf der Differenzbildung zweier Kraftmessungen in verschiedenen Arbeitsabständen h. Die Gesamtkraft bei den Höhen h_1 und h_2 sei gegeben als

$$F(h_1) = F_{\text{Spitze}}(h_1) + F_{\text{Hebel}}(h_1), \tag{7.13}$$

$$F(h_2) = F_{\text{Spitze}}(h_2) + F_{\text{Hebel}}(h_2). \tag{7.14}$$

Wird die Differenz der Kräfte $F(h_1)$ und $F(h_2)$ (Gleichungen 7.13 und 7.14) gebildet, so erhält man:

$$F(h_1) - F(h_2) = \Delta F_{\text{Spitze}} + \Delta F_{\text{Hebel}} \tag{7.15}$$

Da der Hebelarm aufgrund der Geometrie der Messspitze in der Regel viel weiter vom Testpunkt entfernt ist (h>10µm) als das untere Ende der Messspitze (h<1 µm), kann man aufgrund des Abfalls des magnetischen Feldes in positive Richtung davon ausgehen, dass die Differenz zwischen $F_{\text{Hebel}}(h_1)$ und $F_{\text{Hebel}}(h_2)$ sehr gering ist. Die Differenz zwischen $F_{\text{Spitze}}(h_1)$ und $F_{\text{Spitze}}(h_2)$ ist deutlich größer. Somit ist ΔF_{Hebel} sehr viel kleiner als ΔF_{Spitze}. Für die Differenz der Gesamtkraft ΔF ergibt sich daher näherungsweise:

$$\Delta F \approx \Delta F_{\text{Spitze}}. \tag{7.16}$$

Der Differenzausdruck ΔF ist folglich annähernd unabhängig vom Hebelarmeinfluss. Auf eine eingehende Untersuchung der Zweihöhenmessung wird jedoch verzichtet, da aus der elektrischen Kraftmikroskopie [Withphal 2000] bekannt ist, dass die Zweihöhenmessung eine erhebliche Reduzierung der Messgröße bewirkt, und so mit einer deutlich schlechteren Stromnachweisgrenze I_{min} zu rechnen ist.

2. Messsondenoptimierung

Zur Optimierung der Messsonde wird nur die Messspitze, nicht aber der Hebelarm mit ferromagnetischem Material bedampft. In diesem Fall können sich im Hebelarm keine magnetischen Dipole ausrichten, und der Hebelarmeinfluss ist für die Strommessung eliminiert.

Diese speziell für die Strommessung entwickelten und gefertigten Sonden konnten in Zusammenarbeit mit der Firma Anfatec in Chemnitz realisiert werden. Sondenrohlinge der Firma MDT aus Russland wurden mittels eines neuen Bedampfungsverfahrens möglichst nur an der Messspitze des Hebelarms mit einer ca. d_{mag}=50 nm dicken Kobaltschicht überzogen. Der Hebelarm und der Trägerkörper war mit einer Blende abgedeckt, so dass die Beschichtung im Idealfall tatsächlich nur die Messspitze erreichte. Der prinzipielle Aufbau dieser Messsonden ist schematisch in Bild 7.33 dargestellt.

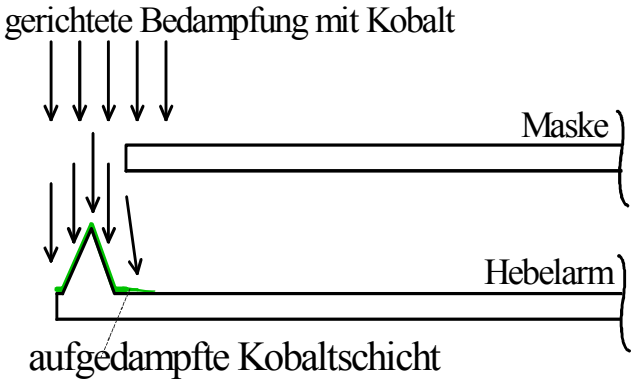
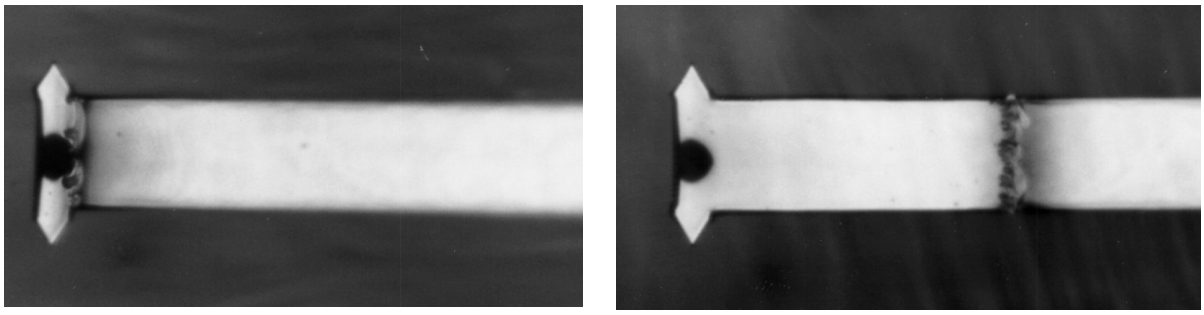


Bild 7.33: Prinzipielle Darstellung des Bedampfungsprozesses

Jedoch ist diese Vorgehensweise aufgrund der geringen Hebelarmdimensionen und des relativ großen Abstandes zwischen Hebelarm und Blende nicht besonders präzise.

Die sehr unterschiedlichen Bedampfungsergebnisse dieser Aufdampftechnik sind sehr gut an den beiden Vergleichsaufnahmen in Bild 7.34a und 7.34b zu erkennen. Bild 7.34a zeigt ein sehr gutes Bedampfungsresultat, bei dem nur der vordere Bereich der Messsonde mit Kobalt bedampft wurde, während Bild 7.34b eine fehlerhaft bedampfte Messsonde zeigt, bei der ein Teil des Hebelarms mitbedampft worden ist.



a) b)

Bild 7.34: Bedampfte Messsonde
a) optimal bedampfte Messsonde
b) fehlerhaft bedampfte Messsonde

Mit der bedampften Messsonde aus Bild 7.34a wurden Strommessungen vorgenommen. Es konnten Messergebnisse erzielt werden, die eine fast vollständige Eliminierung des Hebelarmeinflusses zeigten (Bild 7.35). Während die Messergebnisse unter Verwendung von Standard-Messsonden den oben erwähnten asymmetrischen Verlauf aufweisen, zeigen die Messergebnisse der verbesserten Messsonde einen zur Leiterbahn fast vollständig symmetrischen Verlauf.

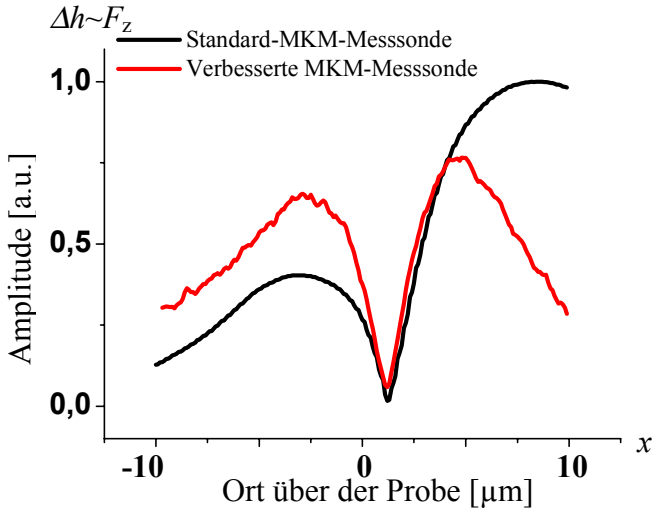


Bild 7.35: Vergleichsmessung zwischen Standard-Messsonde und optimierter Messsonde

Aufgrund eines sehr geringen Wechselwirkungsvolumens, das bei der hier angewendeten Art der Sondenpräparation zur Verfügung steht, konnten nur relativ hohe Ströme ab I=1 mA detektiert werden. Technologisch existieren jedoch weit bessere lithographische Verfahren, mit denen es möglich ist, das Problem des Hebelarmeinflusses auf die Strommessung zu lösen. Diese lithographischen Verfahren sind jedoch aus Kostengründen nur bei der

Produktion in großen Stückzahlen anwendbar, da hierfür neue Maskensätze hergestellt werden müssten.

Zusammenfassung

In diesem Abschnitt wurde erstmals der Einfluss der ferromagnetischen Schicht des Hebelarms d_{mag} einer MKM-Messsonde auf die Strommessung erläutert. Es konnte ein Modell erstellt werden, welches auf der Basis des in der Literatur am häufigsten verwendeten Dipolmodells [Hartmann 1989] eine Erklärung dieses Einflusses ermöglicht. Aufgrund der experimentellen Ergebnisse und des Modells folgten zwei Lösungsansätze zur Eliminierung des Hebelarmeinflusses.

Eine Lösungsmöglichkeit besteht in der Optimierung der Messsonde. Hierbei soll das ferromagnetische Material nur auf die Messspitze aufgebracht und somit der Hebelarmeinfluss eliminiert werden. Die im Rahmen der Arbeit hergestellten Prototypen konnten die Funktionsweise belegen, waren allerdings aufgrund ihrer Herstellung sehr viel unempfindlicher, als vergleichbare konventionelle Messsonden. Beim Aufbringen der Spitzenbeschichtung während des lithografischen Produktionsprozesses ist nicht nur eine bessere Qualität in Bezug auf die genaue Positionierung der Kobaltschicht auf die Spitze möglich. Auch sollte ein größeres Wechselwirkungsvolumen durch größere Schichtdicken verfügbar sein. Mit diesen Messsonden ist man dann wahrscheinlich in der Lage, erheblich geringere Ströme (I<1 µA) zu detektieren.

Gleichzeitig wird sich auch die Ortsauflösung A_0 mit dieser Art von Messsonden verbessern, da im Gegensatz zu den verwendeten Messsonden die Kobaltbeschichtung bedeutend präzisere Kanten aufweisen sollte. Insgesamt werden sich die neuen Messsonden daher in Bezug auf ihre Empfindlichkeit im Bereich der bisher getesteten handelsüblichen Messsonden bewegen, ohne jedoch den ausgeprägten Hebelarmeinfluss dieser aufzuweisen. Die Produktion der hier vorgestellten Messsonden stellt laut Aussage des Herstellers (Firma Anfatec, Chemnitz, in Vertretung der Firma MDT, Russland) technologisch kein Problem dar. Die Verfügbarkeit kann bei Bedarf in wenigen Monaten gegeben sein.

7.6 Anforderungen an eine optimale Strommesssonde

Aufgrund der oben vorgestellten Untersuchungen können die Anforderungen an das Design einer idealen Strommesssonde aufgestellt werden:

1. Ein großes magnetisches Wechselwirkungsvolumen V ist Voraussetzung, um eine größtmögliche Empfindlichkeit zu erreichen.

2. Eine geringe effektive Messhöhe h ist erforderlich, d.h. der magnetische Dipol $\vec{m}$ sollte dicht am Ende der Messspitze liegen. Dies ist entscheidend für die Ortsauflösung A_0. Vor allem dicht nebeneinander fließende Ströme könnten so deutlich besser untersucht werden. Auch bezüglich der Empfindlichkeit sind durch eine Verringerung der effektiven Messhöhe h deutliche Verbesserungen zu erwarten.

3. Es sollte keine elektrische Kontaktierung der Messspitze vorliegen, um den elektrischen Einfluss so gering wie möglich zu halten. Als Basismaterial ist ein nichtleitender Werkstoff als optimal anzusehen.

4. Der Hebelarm sollte zur Vermeidung des Hebelarmeinflusses nicht mit magnetischem Material bedampft sein. So kann ebenfalls ein Beitrag zur Steigerung der Ortsauflösung A_0 an dicht nebeneinander fließenden Strömen erbracht werden.

Unterschiedlichste Realisierungen sind vorstellbar. Jedoch sollte vor allem darauf geachtet werden, dass eine Serienproduktion mit den Techniken der Halbleitermikrostrukturierung möglich ist, damit die Messsonden auch später in der Praxis zur Verfügung stehen. Aus diesem Grund erscheint zur Zeit ein Sondendesign, das nur mit Hilfe der additiven Elektronenstrahllithografie hergestellt werden kann, nicht sinnvoll. Auch Sondendesigns, die auf die Bearbeitung mit einem fokussierten Ionenstrahl (FIB) angewiesen sind [Wehner 2001], sind aufgrund der aufwendigen und somit teuren Präparation, die keine Aussichten auf eine Serienproduktion bietet, nicht weiter zu verfolgen.

8 Demonstration der Leistungsfähigkeit der Messtechnik und des Testsystems

In diesem Kapitel wird die Leistungsfähigkeit des in Kap. 3 vorgestellten Testsystems demonstriert. Dafür werden beispielhaft die durch Strommessungen im Rahmen der Arbeit erzielten Messwerte vorgestellt. Die Ergebnisse werden mit den nach den hier vorgestellten Modellen zu erwartenden Messergebnissen verglichen. Es wurden in nahezu allen Belangen weltweit unerreichte Messwerte erzielt. Vor allem die neuen Möglichkeiten bezüglich der Hochfrequenztauglichkeit und der Ortsauflösung sind besonders hervorzuheben. Für die relevanten Strommessungen wird ausschließlich das auf dem kommerziellen RKM basierende Testsystem verwendet. Es bietet derzeit die größte Reproduzierbarkeit der Messergebnisse. Das neuentwickelte Testsystem ist dem hier verwendeten zwar in vielen Belangen überlegen, jedoch weist es zur Zeit noch einige Software- und Stabilitätsprobleme auf, die aussagekräftige Reihenuntersuchungen behindern.

8.1 Stromnachweisgrenze und Messdauer

Die Stromnachweisgrenze dieses Testsystems hängt von vielen Parametern ab. Nach dem, in den Kap. 2 bis Kap. 7 vorgestellten Modell, ist vor allem der effektive Arbeitsabstand h, die Größe des magnetischen Dipols $\vec{m}$, sowie die Federrate c des Hebelarms relevant. Jedoch sind diese Parameter, wie in Kap. 7 beschrieben, nicht beliebig zu variieren. Setzt man die messsondenspezifischen Parameter ($\vec{m}$, *c)* als gegeben voraus, so bleiben weitere, die einen Einfluss auf die Strommessung haben und bisher noch nicht erwähnt wurden. Zu nennen sind hier die Integrationszeit des Lock-In-Verstärkers, seine Empfindlichkeit, sein Eigenrauschen usw.. Auf die meisten dieser Parameter hat man bei den gegebenen Geräten keinen Einfluss. Lediglich die Wahl des Messbereichs und die Variation der Integrationszeit ist möglich. Der Messbereich wird üblicherweise so klein wie möglich gewählt, um so die maximale Stromnachweisgrenze des Gerätes zu nutzen. Die Integrationszeit ist im Hinblick auf die Stromnachweisgrenze entscheidend. Je größer sie gewählt wird, um so präziser und rauschärmer sind die Ergebnisse. Jedoch ist die Integrationszeit umgekehrt proportional zur Rastergeschwindigkeit und somit proportional zur Messzeit. Ein Anstieg der Messzeit hat noch weitere negative Auswirkungen. Bei langen Messzeiten treten Drifteffekte auf, da sich die Position der Messsonde im Bezug zur Probe und somit auch die Messhöhe ändern kann.

Bei den hier vorgestellten Strommessungen wurden zur Detektion minimaler Ströme neben einer sehr empfindlichen Messsonde (langer Hebelarm → niedrige Federrate) geringere Rastergeschwindigkeiten gewählt.

Die Stromnachweisgrenze kann theoretisch mit Gleichung 2.24 bestimmt werden. Hierfür muss ein effektiver Arbeitsabstand angenommen werden. Nach den Ausführungen in Kap. 2.3 liegt der effektive Arbeitsabstand für Standard-Messsonden bei z_h=2,2 µm, unter der Annahme einer Leiterbahnhöhe von h_l=600 nm, einem Abstand des im Modell angenommenen Dipols vom Messspitzenende von ca. δ=1800 nm und einem Arbeitsabstand von h=100 nm. Die Größe des magnetischen Dipols $\vec{m}$ der Standard-Messsonden liegt bei ca. $125 \cdot 10^{-15}\,\mathrm{Am}^2$ [Hartmann 1994]. Die minimal zu detektierende Kraft $\vec{F}$ beträgt ohne Berücksichtigung des Rauschens ca. F_z=10^{-16} N [Burnham 1991]. Setzt man diese Werte in Gleichung 2.24 ein und löst nach I auf, so erhält man einen minimal zu detektierenden Strom von I_{min}=6,34 µA. Dies kann nur als grobe Schätzung angesehen werden, da, wie in Kap. 4 vorgestellt, die Parameter der für diese Abschätzung verwendeten Messsonden sehr große Abweichungen zeigten. Die hier angenommenen Werte sind Durchschnittswerte.

Als Testobjekt zur Demonstration der Leistungsfähigkeit dieses Testsystems wird die Struktur G der ITG-Teststruktur aus Kap. 3.2 verwendet. Wird bei einer Integrationszeit von t_{int}=100 ms und einer Rastergeschwindigkeit von v_R=0,25 Linien/s gemessen, so erreicht man eine Stromnachweisgrenze von ca. I_{min}=10 µA. In Bild 8.1 ist eine entsprechende Strompfadverfolgung bei I=25 µA abgebildet. Eine Strommessung, wie in Bild 8.1 dargestellt, dauert bei 100 mal 100 Bildpunkten (Messpunkten) zwischen 5 und 10 Minuten.

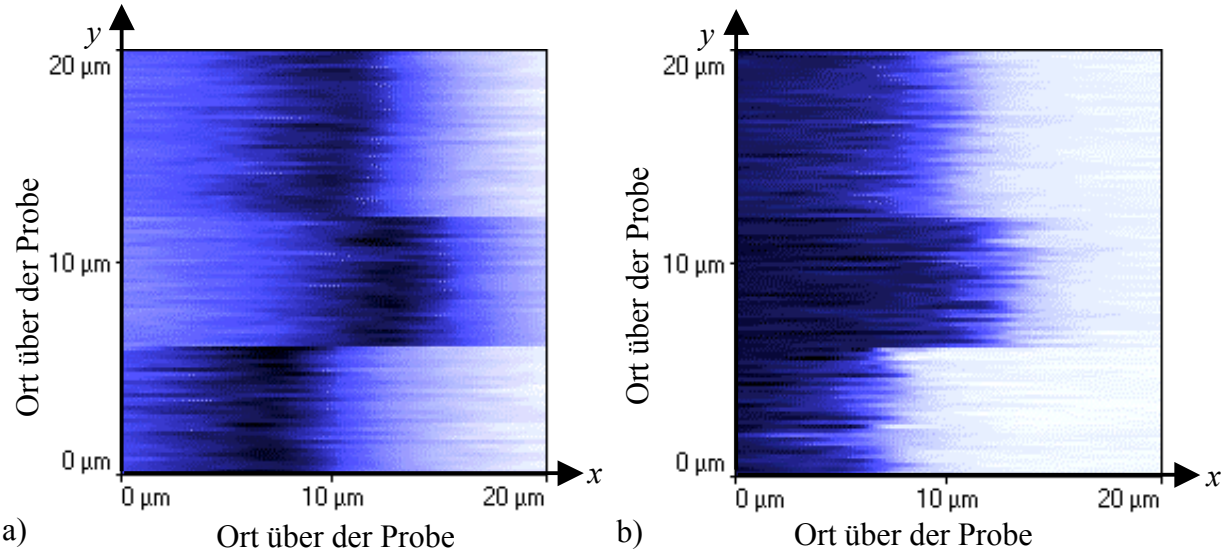


Bild 8.1: Strommessung von I=25 µA mit Umschaltung der Leiterbahnen an einer b_L=2µm breiten Leiterbahnstruktur
a) Amplitudenverteilung; b) Phasenverteilung

Wird die Integrationszeit auf t_{int}=300 ms erhöht, erfordert dies eine Verringerung der Rastergeschwindigkeit auf v_R=0,1 Linien/s. Die Strommessung dauert doppelt so lange. Mit diesen Einstellungen liegt die Stromnachweisgrenze, wie die Strommessung in Bild 8.2 zeigt, bei I_{min}=1,7 µA. Man sieht deutlich, wie die Qualität der Messung abnimmt. Es ist zu erkennen, dass die exakte Lage des Minimums über der Leiterbahnmitte nicht bei jeder gemessenen Linie an der gleichen Position liegt. Somit sinkt bei solch empfindlichen Messungen auch, wie in Bild 8.2 zu sehen, die Ortsauflösung.

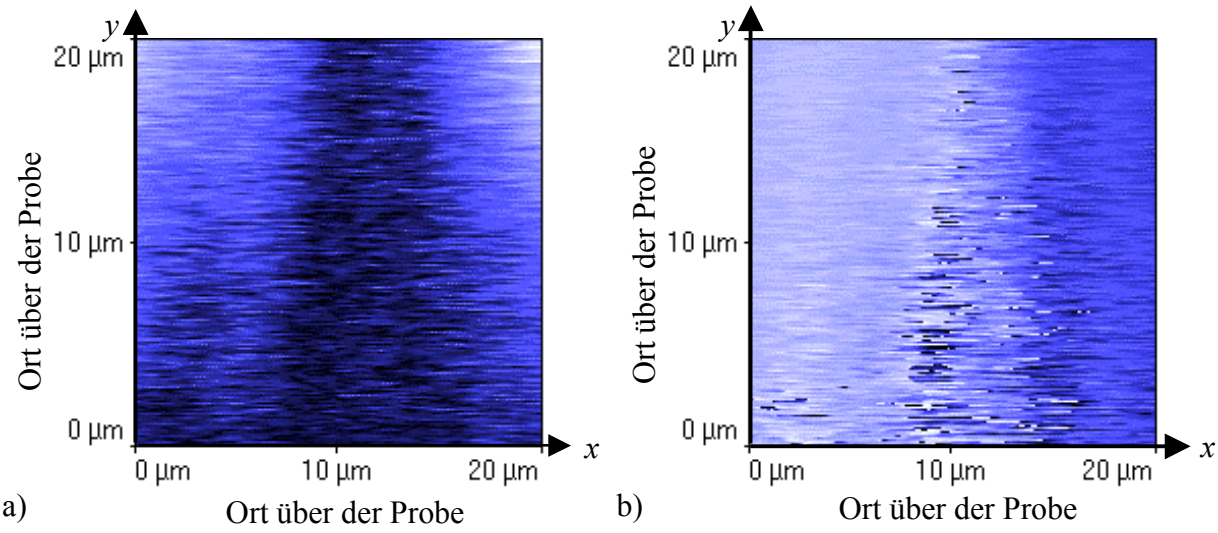


Bild 8.2: Strommessung von I=1,7 µA an einer b_L=2µm breiten Leiterbahnstruktur a) Amplitudenverteilung; b) Phasenverteilung

Eine Steigerung der Empfindlichkeit ist, wie oben erwähnt, über eine Erhöhung der Integrationszeit möglich, jedoch steigt der Zeitbedarf für eine Strommessung erheblich an. Die unzureichende Langzeitstabilität des hier eingesetzten Testsystems macht es unmöglich, die Messzeit weiter zu erhöhen. In dem Ergebnis, das in Bild 8.2 dargestellt ist, ist bereits ein Einfluss der Höhendrift zu erkennen. Man sieht deutlich, wie sich im unteren Bildbereich das Messsignal verschlechtert. Sowohl die Lage des Phasensprungs, als auch die Aufweitung des Minimums in der Amplitudenverteilung ist zu erkennen.

Mit dem vorgestellten Testsystem ist beim Einsatz kommerzieller Messsonden eine maximale Stromnachweisgrenze von I_{min}=1 µA bis I_{min}=2 µA festzuhalten.

Verbesserungen an den Messsonden, wie sie in Kap. 4 und Kap. 7 vorgestellt wurden, werden eine höhere Stromnachweisgrenze ermöglichen. Des weiteren werden Änderungen hinsichtlich der thermischen Drift, der Empfindlichkeit des Detektors, des Signal-Rauschleistungsverhältnises des Verstärkers, sowie die Verwendung eines empfindlicheren Lock-In-Verstärkers eine Steigerung der Stromnachweisgrenze mit sich bringen.

8.2 Ortsauflösung

Die Ortsauflösung ist eines der wichtigsten Kriterien. Die Strukturbreite in den zu untersuchenden Bauteilen sinkt stetig. Die mit der Strommesstechnik 1994 demonstrierte Ortsauflösung von A_0=2 µm ist aus heutiger Sicht nicht mehr ausreichend. Die Ortsauflösung des Magnetkraftmikroskops liegt derzeit bei A_0=10 nm [Grütter 1990]. Es kann davon ausgegangen werden, dass Leiterbahnen in dieser Größenordnung, die ein hinreichend großes Magnetfeld erzeugen, mit dieser Messtechnik noch zu untersuchen sind. Wenn die Geometrien der Leiterbahnen derart klein werden, steigt die Stromdichte bei gleichem Strom in der Leiterbahn enorm an. Daher muss man berücksichtigen, dass ein noch zu detektierender Strom (siehe Kap. 8.1) in der Leiterbahn fließt.

Bezüglich der Ortsauflösung wird auf einige differenzierte Aspekte eingegangen. Man muss unterscheiden zwischen den kleinsten noch zu detektierenden Leiterbahnen und dem kleinsten noch zu detektierenden Abstand zweier parallel laufender Leiterbahnen. Ein weiterer Aspekt ist die Auflösung in tieferen Verdrahtungsebenen.

8.2.1 Eine beschaltete Leiterbahn

Zur Demonstration werden die in Kap. 3 näher beschriebenen Fraunhofer-Teststrukturen verwendet. Diese stellen die derzeit kleinste verfügbare Teststruktur dar. Bild 8.3 zeigt eine Strompfadverfolgung mit Leitungsumschaltung an einer b_L=500 nm breiten Leiterbahnstruktur. Wie man sieht, ist die Ortsauflösung der Messsonde ausreichend, um die drei verschiedenen Leiterbahnen zu unterscheiden.

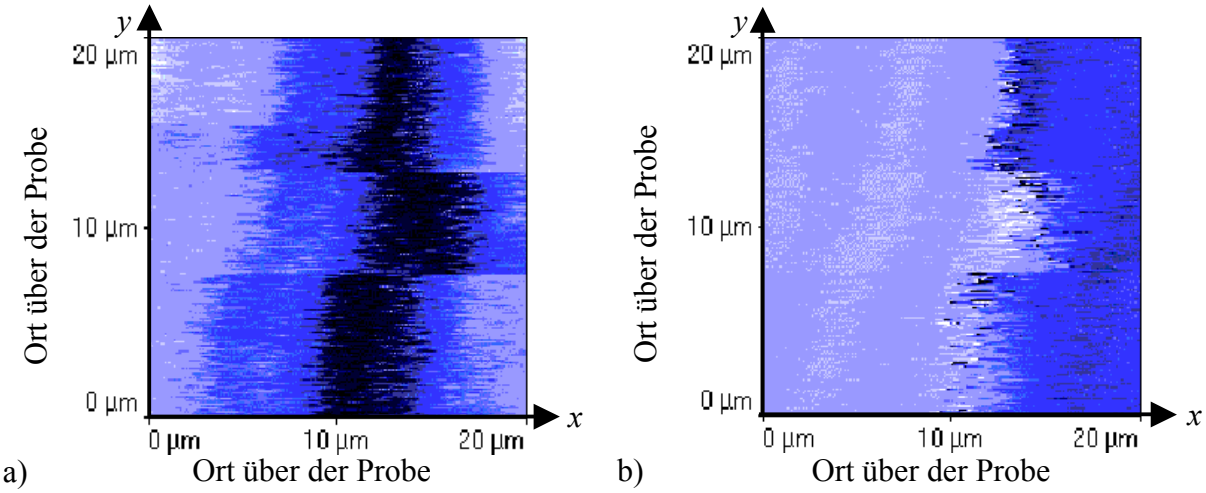


Bild 8.3: Strommessung an einer b_L=500 nm breiten Leiterbahnstruktur mit Leitungsumschaltung (mittlere->rechte->linke Leiterbahn) a) Amplitudenverteilung; b) Phasenverteilung

Bei den Messergebnissen, die in Bild 8.4 dargestellt sind, handelt es sich um eine Strommessung an der b_L=100 nm breiten Leiterbahnstruktur der in Kap. 3 vorgestellten Fraunhofer-Teststruktur mit einem Stromfluss von I=70 µA. Eine Umschaltung auf eine andere Leiterbahn ist nicht möglich, da nur eine Leiterbahn dieser Struktur funktionsfähig ist.

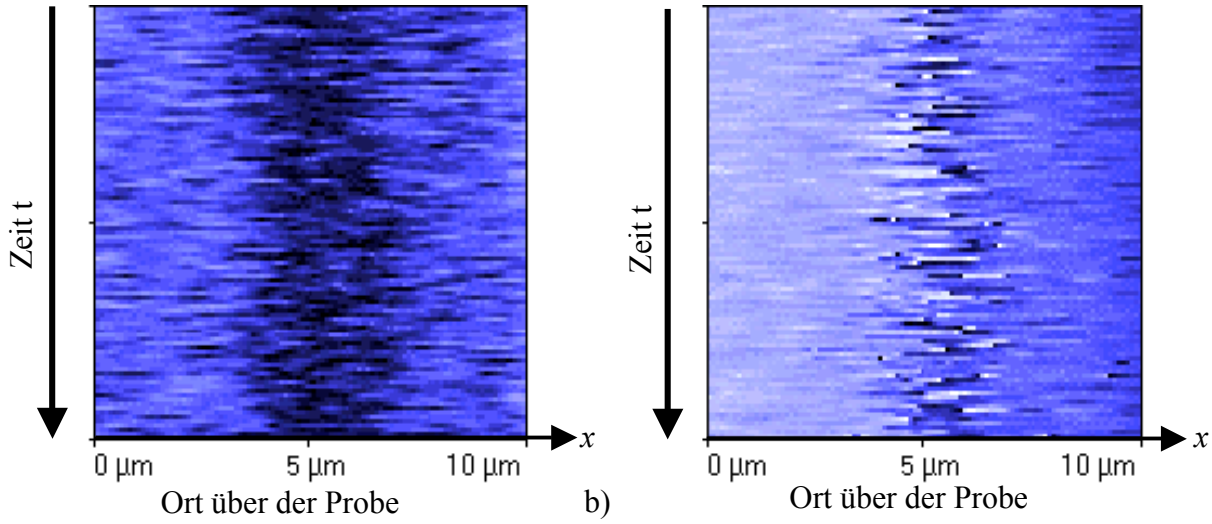


Bild 8.4: Strommessung an einer b_L=100 nm breiten Leiterbahnstruktur (Linienrasterung)
a) Amplitudenverteilung; b) Phasenverteilung

Diese Strommessungen zeigen, dass die Ortsauflösung des Testsystems die Anforderungen heutiger ICs im vollen Umfang erfüllt. Eine Demonstration an kleineren Leiterbahnen konnte aufgrund mangelnder Verfügbarkeit von Teststrukturen nicht durchgeführt werden.

8.2.2 Zwei nebeneinander liegende Leiterbahnen

Ein weiteres großes Problem bezüglich der Ortsauflösung, ist die Auflösung dicht nebeneinander fließender Ströme. Hier stellt vor allem das Design der Messsonden, wie in Kap. 4 beschrieben, ein Hindernis dar, in die sub µm Bereiche vorzustoßen. Mit den im Rahmen der Arbeit verwendeten Messsonden konnten zwei gleiche (Amplitude und Phase) Ströme noch getrennt betrachtet werden, wenn eine Leiterbahnbreite von b_L=2 µm und ein Abstand von mindestens a_L=1 µm vorlagen. Eine entsprechende Strommessung ist in Bild 8.5 dargestellt. Bei dieser Strommessung werden zwei Ströme mit einer Stromstärke von je I=100 µA und einer Phasenverschiebung von $\Delta\varphi$=0° zueinander an der b_L=2 µm breiten Leiterbahnstruktur G der ITG-Teststruktur dargestellt.

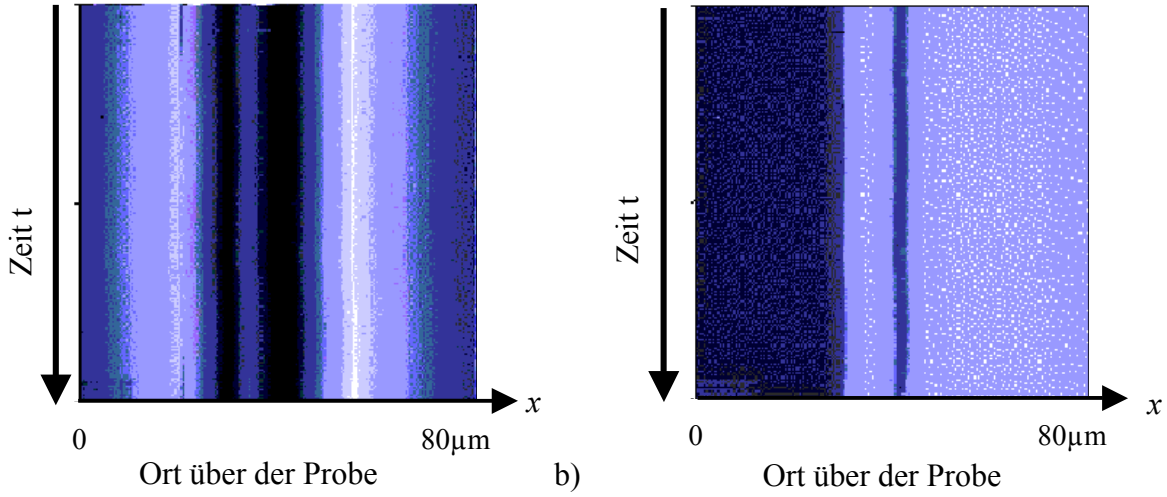


Bild 8.5: Strommessung an zwei beschalteten Leiterbahnen in gleicher Richtung
a) Amplitudenverteilung; b) Phasenverteilung

Eine Verbesserung dieser Messwerte hängt vor allem von einem verbesserten Sondendesign ab, das einen geringen effektiven Arbeitsabstand, siehe Kap. 7, ermöglicht. In der Praxis ist diese Einschränkung nicht allzu problematisch, da zwei dicht nebeneinander liegende Ströme nur selten auch Phasengleichheit aufweisen.

Fließen die Ströme nicht in die gleiche Richtung, ist eine Unterscheidung der Einzelströme durch das Phasensignal sehr gut möglich, wie in Bild 8.6 zu sehen. Bei dieser Strommessung auf dem b_L=2 µm breiten Leiterbahnstück der Leiterbahn G der ITG-Teststruktur fließen zwei Ströme in entgegengesetzter Richtung bei einer Stromstärke von I=100 µA.

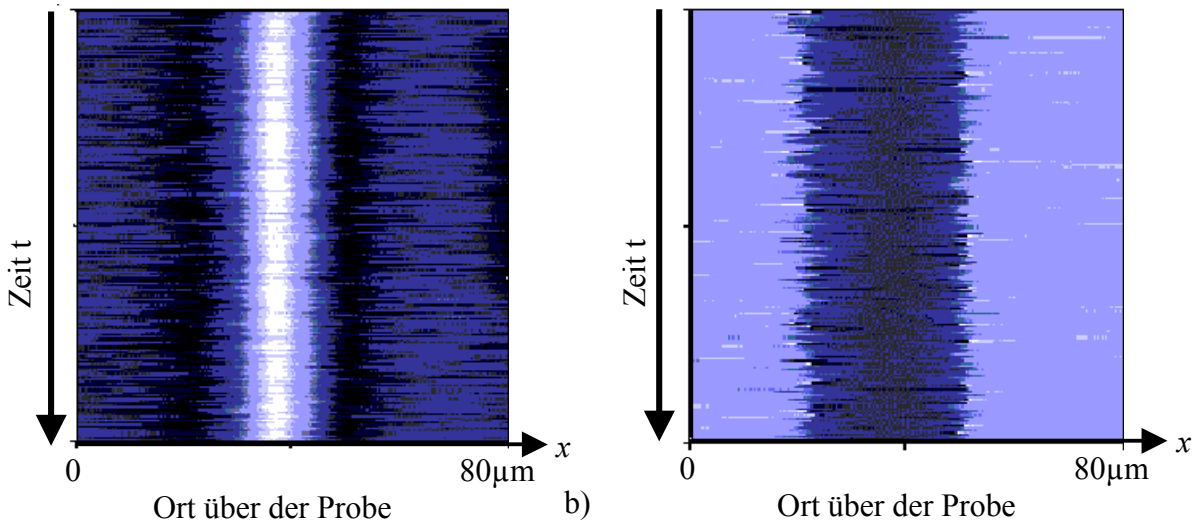


Bild 8.6: Strommessung an zwei beschalteten Leiterbahnen in entgegengesetzter Richtung
a) Amplitudenverteilung; b) Phasenverteilung

Der große Abstand der beiden Minima in Bild 8.6 ist bedingt durch den großen effektiven Arbeitsabstand und entspricht den nach dem Dipolmodell aus Kap. 2 erwarteten Messwerten.

8.2.3 Unterschiedliche Verdrahtungsebenen

Die Strommessung in tieferen Verdrahtungsebenen wird durch den zunehmenden Arbeitsabstand immer schwieriger. Außerdem überlagern sich die magnetischen Felder, so dass Strommessungen an übereinander liegenden Leiterbahnen nicht mit befriedigenden Ergebnissen zu realisieren sein werden. Verbesserungen sind hier nur durch sehr ausgereifte Simulationen der zu erwartenden Kraft und den Vergleich mit der gemessenen Kraft möglich.

Die Passivierung der Bauelemente hat keinen Einfluss auf die Messergebnisse, mit Ausnahme des gewachsenen, minimalen Arbeitsabstands. Dies kann anhand der in Kap. 9 vorgestellten Strommessung belegt werden. Hierbei konnten auch Messungen an tieferliegenden Verdrahtungsebenen demonstriert werden.

8.3 Zeitauflösung und Bandbreite

Die Bandbreite dieses Testsystems wird im Folgenden abgeschätzt und messtechnisch evaluiert. Hierbei wird auch auf die unterschiedlichen Empfindlichkeiten bei der Gleichstrommessung und der Hochfrequenzmessung eingegangen. Wie Gleichung 6.8 zu entnehmen ist, tritt eine direkte Begrenzung der Zeitauflösung nicht auf. Praktisch liegt diese in der Größenordnung der technologisch zu realisierenden Signalerzeuger und Signalleiter. In wiefern bereits vorher die frequenzabhängige Kraft $\vec{F}$ auf die Messspitze derart gering wird, dass sie nicht mehr messbar ist, wurde noch nicht evaluiert.

8.3.1 Gleichstrom

Wie in Kap. 2 bzw. Kap. 5 vorgestellt, hat man unterschiedliche Möglichkeiten, Gleichströme mit dem MKM zu messen. Alle Verfahren sind in der Praxis mit einer Stromauflösungsgrenze

von über I=1 mA zu unempfindlich. Einzige Ausnahme ist die hier entwickelte Testtechnik aus Kap. 5, die es ermöglicht, deutlich kleinere Ströme zu messen. Sie weist jedoch einige Einschränkungen auf. Unter der Annahme, dass die Stromauflösungsgrenze des Testsystems bei der Wechselstrommessung mit Strömen bei der Resonanzfrequenz des Hebelarms bei I=2 µA liegt, ergibt sich aus den in Kap. 5 beschriebenen Voraussetzungen (20 % Toleranz der ICs) eine Gleichstromauflösungsgrenze von I=10 µA. Selbst bei einem Wechselstromanteil von nur einem Prozent kann ein Gleichstrom von nur I=100 µA nachgewiesen werden. Somit liegt die Leistungsfähigkeit dieser Testtechnik bedeutend über der Leistungsfähigkeit der in Kap. 2 vorgestellten Gleichstrommesstechniken.

Zur Verifikation der Leistungsfähigkeit dieses Testsystems wird die in Kap. 5 vorgestellte Probenbeschaltung eingesetzt. Als Testobjekt dient die Leiterbahnstruktur G der ITG-Teststruktur. In Bild 8.7 ist eine Strommessung mit einem Gleichstrom von I=30 µA, auf den ein I=6 µA Wechselstrom aufmoduliert ist, zu sehen.

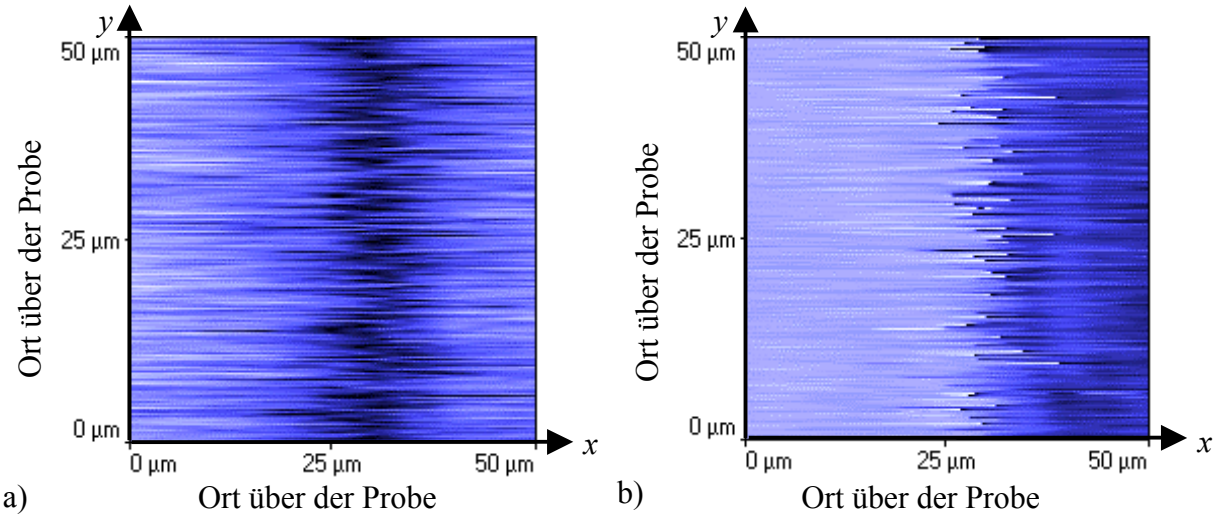


Bild 8.7: Strommessung von I=30 µA Gleichstrom an einer b_L=2 µm breiten Leiterbahn a) Amplitudenverteilung; b) Phasenverteilung

Durch Verbesserungen der Empfindlichkeit des Testsystems, sind auch hier Verbesserungen zu erwarten.

8.3.2 Hochfrequenzmessungen

Die in Kap. 6 vorgestellte hochfrequente Testtechnik ermöglicht erstmals das Messen von Strömen oberhalb der Resonanzfrequenz des Hebelarms. Die Größe der auf die Messspitze wirkenden Kraft $\vec{F}$ ist nach Gleichung 6.8 frequenzabhängig. Außerdem ist sie um einige

Größenordnungen kleiner als die Kraft, die bei Strommessung in Resonanz zu detektieren ist. Genauere Untersuchungen zur Frequenzabhängigkeit stehen noch aus, so dass zur Zeit keine zuverlässigen Aussagen über die Empfindlichkeit der Hochfrequenzmessungen gemacht werden können. Strommessungen, wie in Bild 6.3 dargestellt, haben jedoch gezeigt, dass bei kleinen Frequenzen von einigen f=10 MHz Strommessungen deutlich unter I=1 mA möglich sind. Wie in Kap. 4 beschrieben, spielt hierbei die Beschichtung der Messsonde eine entscheidende Rolle, die aber noch nicht abschließend untersucht worden ist.

Für die Strommessungen mit Frequenzen über f=100 MHz kann die ITG-Teststruktur aufgrund ihrer hohen Dämpfung bei hohen Frequenzen nicht verwendet werden. Deshalb wird die in Kap. 3 vorgestellte Koplanarleitungs-Teststruktur benutzt. Für die Messungen wird die Ausgangsleistung des HF-Synthesizers mit P_{HF}=15 dBm, und die Amplitude des zur Modulation verwendeten NF-Signals mit U=1,7 V eingestellt. Diese Grundeinstellungen ermöglichen, Ströme bis zu einer Frequenz von f=4,623 GHz messtechnisch nachzuweisen, wie die Strommessung in Bild 8.8 belegt.

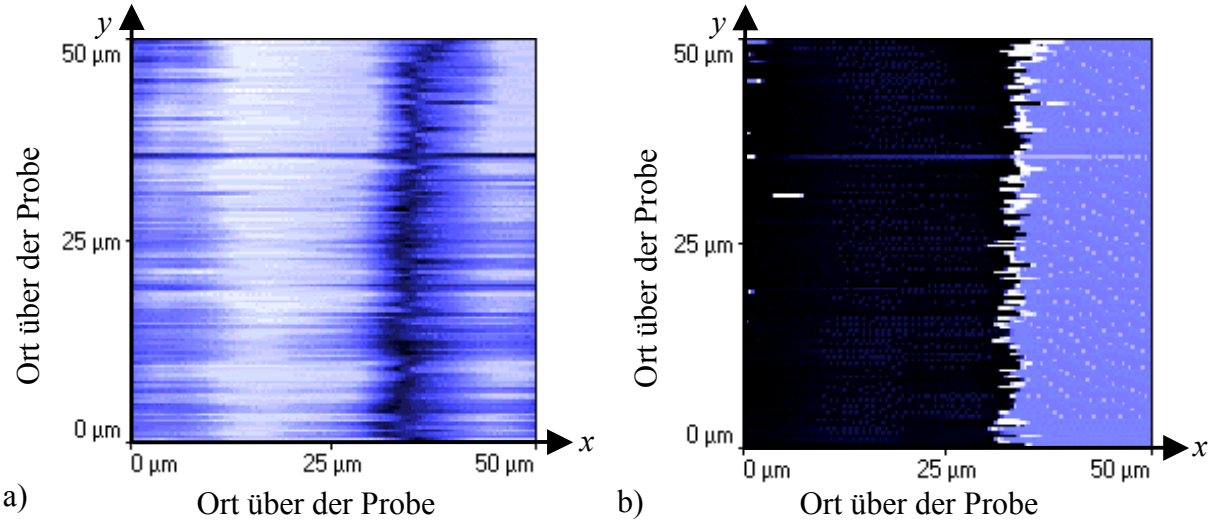


Bild 8.8: Strommessung mit einer Frequenz von f=4,623 GHz
a) Amplitudenverteilung; b) Phasenverteilung

8.4 Zusammenfassung

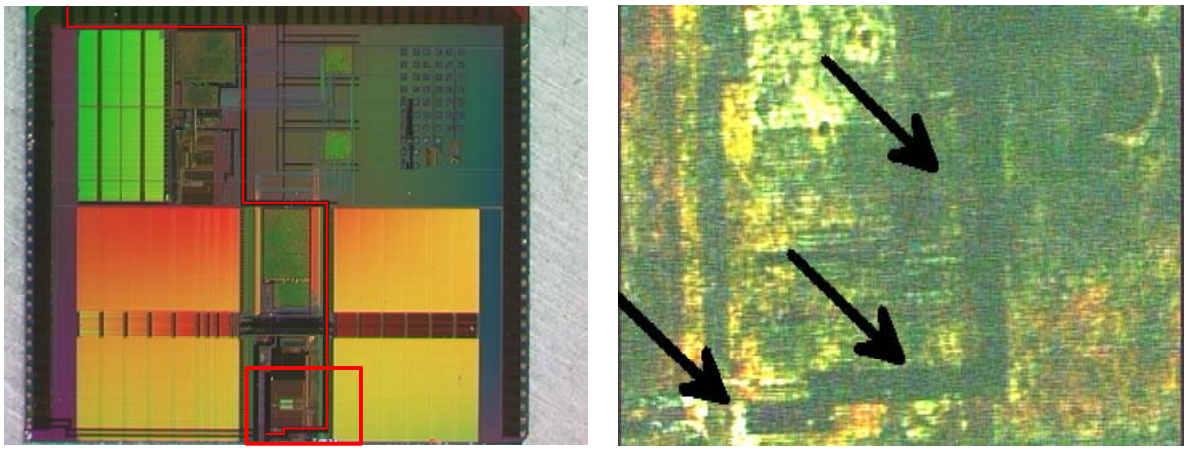
In diesem Kapitel wurden Abschätzungen bezüglich der Orts-, Zeit- und Stromauflösung vorgestellt. Man kann davon ausgehen, dass die zur Zeit geltende MKM-Ortsauflösungsgrenze von A_{0min}=10 nm [Grütter 1990] zu erreichen ist. Die Demonstration

von Strommessungen gelang weltweit erstmalig an Leiterbahnstrukturen mit Breiten von bis zu b_L=100 nm. Die Bandbreite dieser Messtechnik ist theoretisch unbegrenzt. Für die Gleichstrommessung konnte eine neue Messtechnik entwickelt werden, mit der eine Steigerung der Gleichstromauflösungsgrenze um den Faktor 500 gegenüber den Messungen vor Beginn dieser Arbeit zu erreichen ist. Eine Abschätzung, ab welchen Frequenzen Störeinflüsse die Strommessungen zu stark beeinflussen, oder die Größe der Kraft nicht mehr detektierbar ist, ist augenblicklich noch nicht möglich. Messtechnisch konnten hier weltweit erstmalig hochfrequente Strommessungen bis über 4 GHz vorgestellt werden. Auch die Stromauflösungsgrenze dieser Messtechnik, in dieser Arbeit ausschließlich mit kommerziellen Messsonden realisiert, wurde erstmalig mit Messungen im Mikroampere Bereich demonstriert. Noch 1994 galten die hier verwendeten Messsonden als zu unempfindlich für die Strommessung [Campbell 1994].

9 Praktischer Einsatz der neu entwickelten Testtechnik an einem IC der Firma Infineon

In diesem Kapitel wird anhand einer Strommessung an einem IC der Firma Infineon die Leistungsfähigkeit des im Rahmen der Arbeit entwickelten Testsystems demonstriert. Dieser fehlerhafte IC war funktionsunfähig produziert worden und wurde von der Abteilung Fehleranalyse zur Verfügung gestellt.

Mittels herkömmlicher Messtechniken wie z.B. der Hot-Spot-Analyse [Ericksen 1987] kann eine starke Wärmeentwicklung entlang einer Versorgungsleiterbahn in der Mitte des ICs, in Bild 9.1 rot markiert, festgestellt werden. Die unbestätigte Ausfallursache ist laut Angaben der Firma Infineon ein Designfehler, der zu einem Kurzschluss zwischen den Versorgungsleiterbahnen V_{SS} und V_{DD} führt.



a) b)

Bild 9.1: a) Lichtmikroskopische Aufnahme des ICs
b) Thermographieaufnahme des in a) rot markierten Bereichs

Die U-I Kennlinie soll ein Ohmsches Verhalten aufweisen. Ziel der Untersuchung ist es, zu zeigen, dass mit dem in dieser Arbeit entwickelten Testsystem an Leiterbahnen dieser Art Strompfadverfolgungen realisiert werden können. Zur Untersuchung wird das auf dem kommerziellen Rasterkraftmikroskop basierende Testsystem verwendet.

9.1 IC Präparation

Die Strommessung an dem defekten IC kann zunächst aus mangelndem Testzugriff nicht durchgeführt werden. Das von Infineon standardmäßig aufgeätzte Gehäuse verhindert, dass die Messsonde an den Chip herangeführt werden kann.

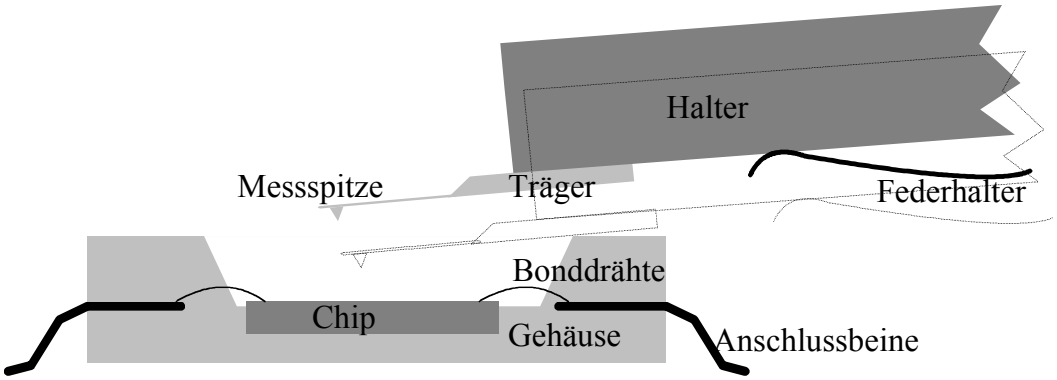


Bild 9.2: Messsonde über einem geöffneten Gehäuse, stilisiert

Wie in Bild 9.2 dargestellt, und in Kap. 3 bereits erwähnt, ist der Testzugriff mit einem hebelarmbasierten Rasterkraftmikroskop insofern problematisch, als dass der Trägerkörper bzw. der Halter auf dem Gehäuse aufsetzt und die Bonddrähte zerstört. Der zu untersuchende IC ist jedoch nur an drei Seiten gebondet, wie in Bild 9.3 zu sehen.

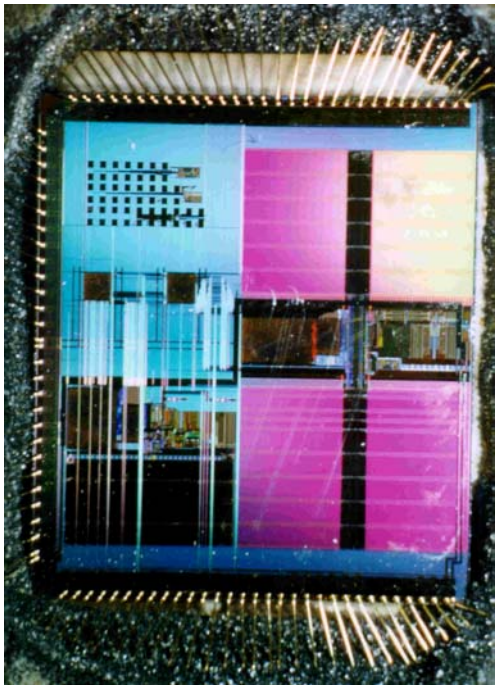


Bild 9.3: Foto des im geöffneten Gehäuse befindlichen ICs

Durch das Fehlen der Bonddrähte an einer Seite ist es möglich, über diese Seite in den IC zu gelangen, ohne seine Funktion einzuschränken. Ein weiteres Ätzen des Gehäuses kann nicht erfolgen, da es den Gehäuserahmen (Leadframe) zerstören würde.

Zur Lösung des Problems werden mit einer Diamantsäge Teile des Gehäuses abgesägt, ohne den eigentlichen IC zu beschädigen. Das Ergebnis dieser Präparation ist in Bild 9.4 zu sehen.

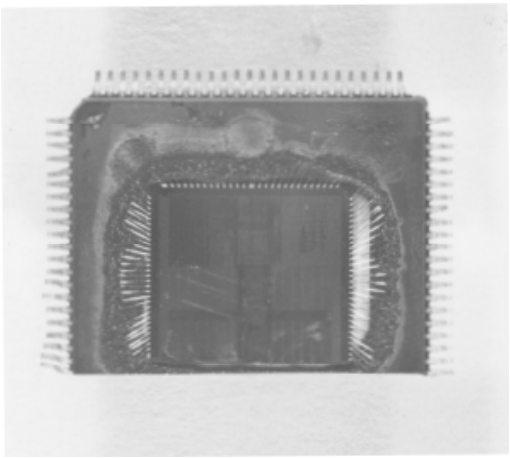


Bild 9.4: Foto des präparierten Gehäuses

Durch die Präparation ist es möglich, mit der Messsonde an die Oberfläche des ICs zu gelangen. Jedoch bleibt der Testzugriff weiterhin eingeschränkt (siehe Messbereich in Bild 9.5), da der Halter der Messsonde gegen die Seitenwände des Gehäuses zu stoßen droht. Der Messbereich kann durch Entfernen der Seitenwände vergrößert werden, sofern die Kontakte nicht zum Beschalten benötigt werden.

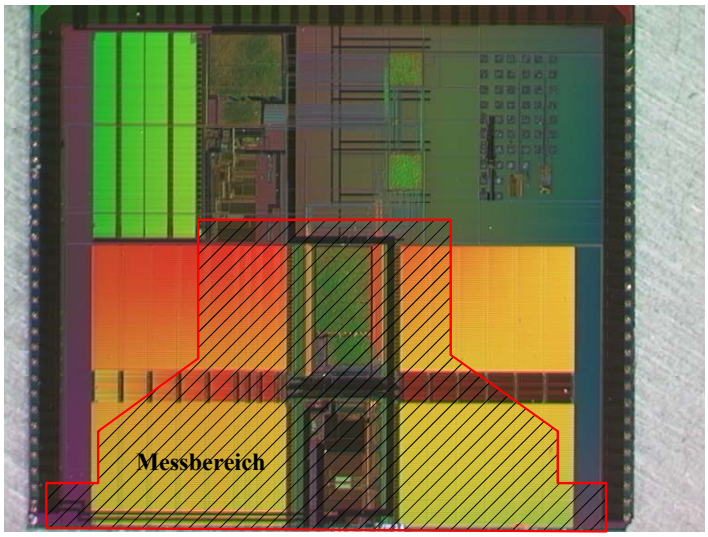


Bild 9.5: Darstellung des möglichen Messbereichs im geöffneten IC

9.2 Fehleranalyse

Zur Demonstration der Leistungsfähigkeit werden erste Strommessungen an der Leiterbahn, die in der Hot-Spot-Analyse eine große Wärmeentwicklung zeigte, durchgeführt. Sie ist in Bild 9.1 rot markiert. An dem unpassivierten IC kann sofort ein Stromfluss in der Leiterbahn, wie in Bild 9.6 dargestellt, gezeigt werden.

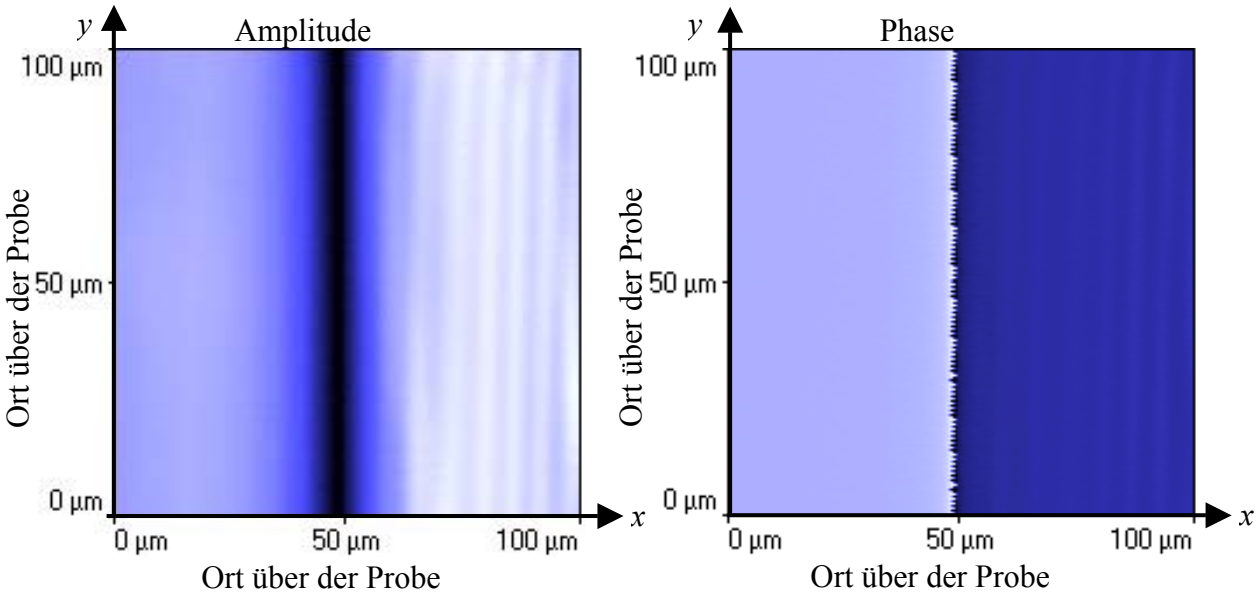


Bild 9.6: Strommessung bei ca. I=6 mA über der b_L=100 µm breiten Leiterbahn

Die dunkle Linie im Amplitudenbild zeigt das Minimum der Normalkomponenten des gemessenen Magnetfeldes und befindet sich über der Mitte der Leiterbahn. Zu den Rändern hin steigt das gemessene Signal an, was auf der Zunahme der Normalkomponenten beruht. Entsprechend den Erwartungen ist im Phasenbild über der Mitte der Leiterbahn ein Phasensprung von 180° zu erkennen, der dem Vorzeichenwechsel der magnetischen Kraft entspricht.

Es kann ein Stromfluss bis zum letzten Messpunkt (MP6) der in Bild 9.7 zu erkennenden und rot markierten Leiterbahn verfolgt werden.

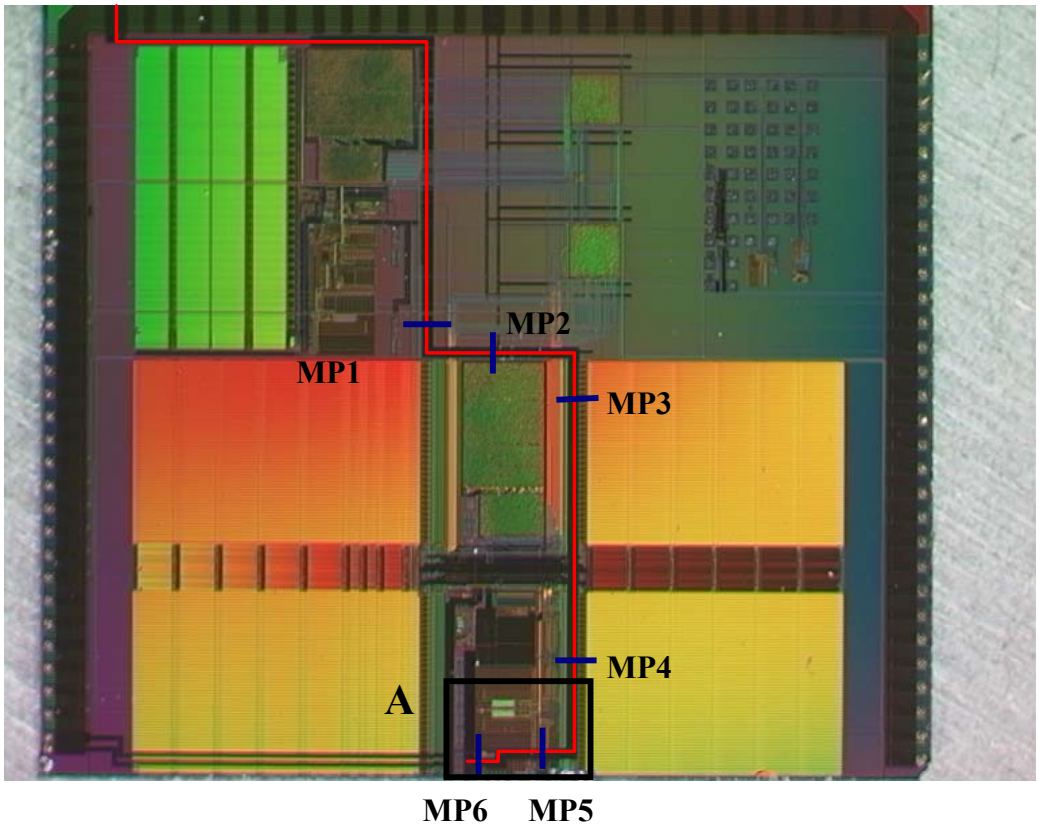


Bild 9.7: Lichtmikroskopische Aufnahme des Chips mit eingezeichneten Messpunkten

Ein Stromfluss außerhalb der Leiterbahn kann nicht detektiert werden. Dieses Messergebnis weist darauf hin, dass kein oder sehr wenig Strom in andere Bereiche des ICs abfließt.

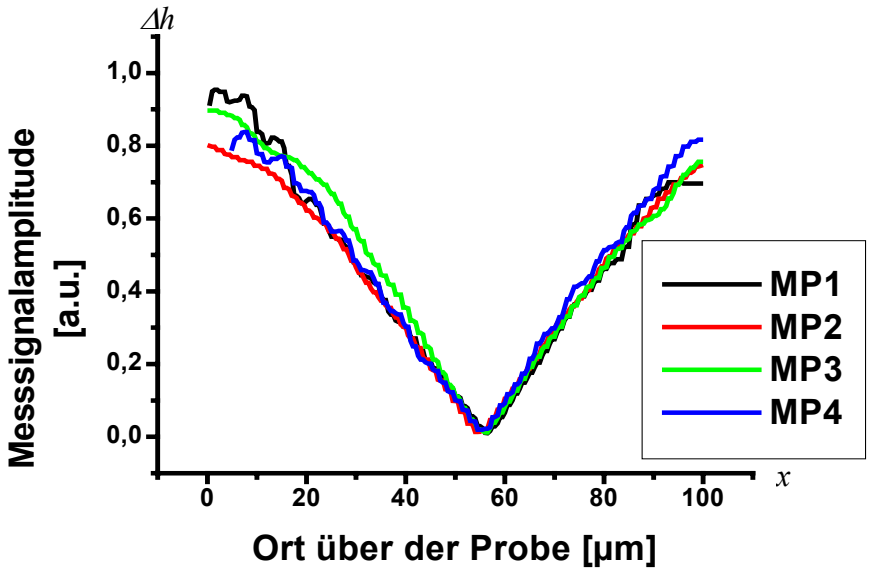


Bild 9.8: Linienrasterungen an verschiedenen Messpunkten der Leiterbahn

Wie in Bild 9.8 zu sehen, kann durch Vergleich der Linienrasterungen MP1 - MP4 verifiziert werden, dass der Messsignalpegel über die gesamte Leiterbahn hin konstant bleibt. Bei Aufteilung des Stroms auf alle Bereiche des ICs müsste der Strom aufgrund der Linearität des Signalpegels im Bezug auf die Stromstärke über die Leiterbahn hin abnehmen.

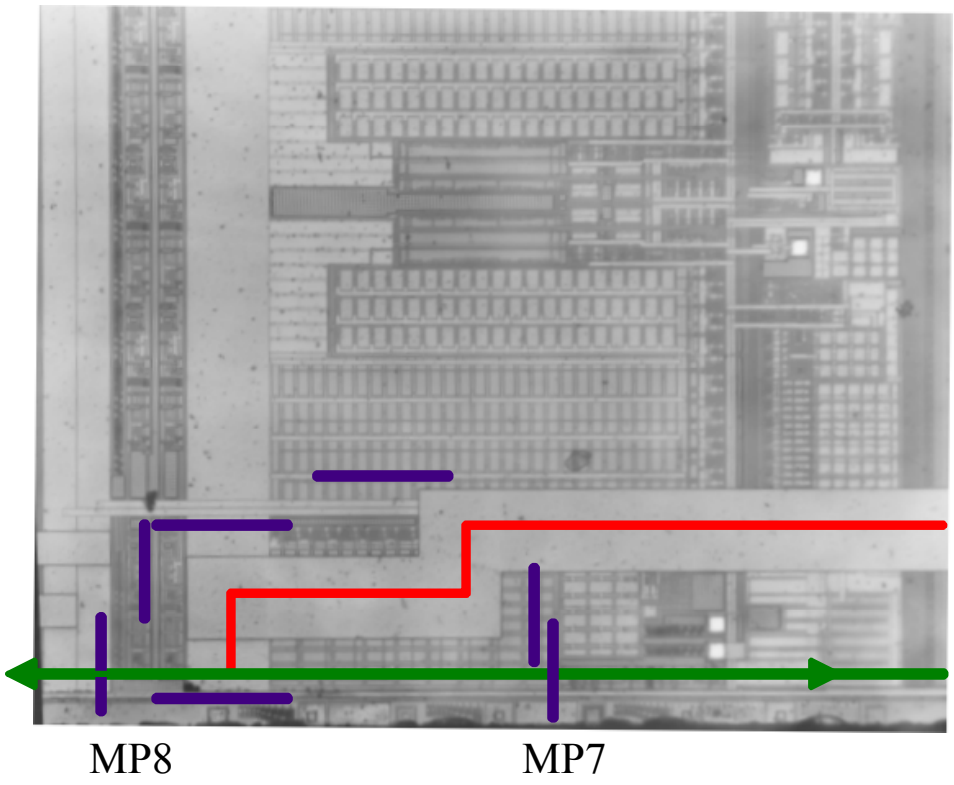


Bild 9.9: Lichtmikroskopische Aufnahme des Bereichs A am Leiterbahnende (vgl. Bild 9.7)

In Bild 9.9 ist der Bereich A des ICs, in dem die stromführende Leiterbahn aus Bild 9.7 (rot eingezeichnet) endet, vergrößert zu sehen.

Durch einige Strommessungen in der Umgebung des sichtbaren Leiterbahnendes, die in Bild 9.9 blau eingezeichnet sind, ist es möglich, den weiteren Weg des Stromflusses zu finden, und den in Bild 9.9 grün eingezeichneten, weiteren Strompfad zu verfolgen.

Es kann festgestellt werden, dass sich am Ende der Leiterbahn der Strom verzweigt. Bild 9.10 zeigt die Strommessung in Messpunkt MP7 und Bild 9.11 zeigt die Strommessung in Messpunkt MP8.

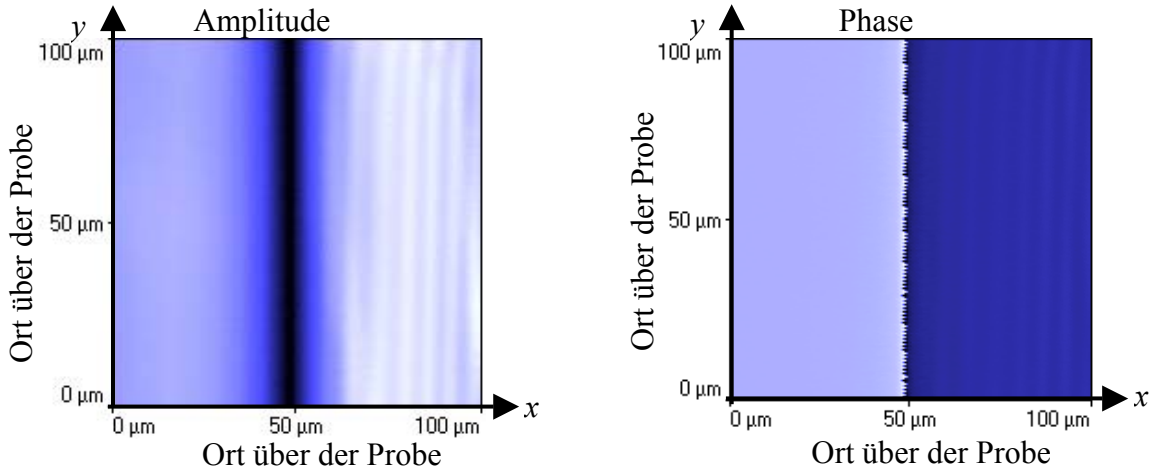


Bild 9.10: Strommessung in Messpunkt MP7

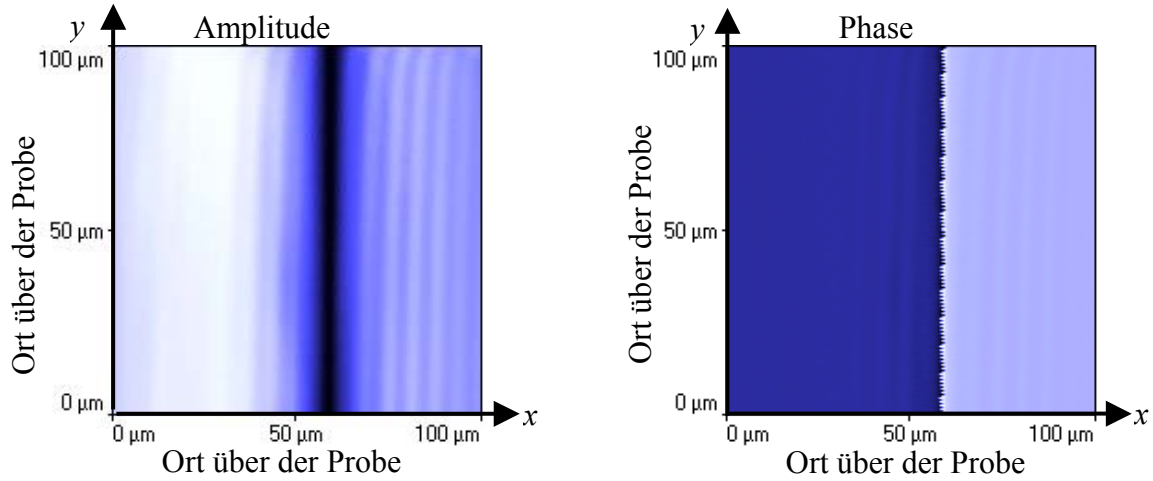


Bild 9.11: Strommessung in Messpunkt MP8

Durch die Strommessungen rechts (Messpunkt MP7) und links (Messpunkt MP8) neben der Leiterbahn (siehe Bild 9.9) kann festgestellt werden, dass die Richtung des Stroms in den beiden Messpunkten wie erwartet gegensinnig ist. Dies kann man eindeutig in den Bildern 9.10 und 9.11 sehen, da die Phase bei den Messergebnissen um 180° gedreht ist, und somit ein Vorzeichenwechsel in entgegengesetzter Richtung über der Leiterbahnmitte zu messen ist. Aus dieser Tatsache und dem vergleichbar großen Signalpegel, kann man anhand der Strommessung feststellen, dass zwei ungefähr gleich große Ströme am unteren Ende des ICs zu beiden Seiten nach außen hin fließen. Dies setzt jedoch voraus, dass sie in der selben Verdrahtungsebene fließen. Sichtbare Leiterbahnen sind an dieser Stelle nicht zu erkennen. Das legt die Vermutung nahe, dass sich dort in tieferen Metallisierungsebenen Versorgungsleitungen befinden. Der Spannungseinfluss kann bei dieser Messung vernachlässigt werden, da die anliegende Spannung deutlich unter einem Volt liegt. Dadurch

dominiert die Kraftwirkung des Magnetfeldes. Den Hebelarmeinfluss kann man jedoch deutlich an dem unsymmetrischen Verlauf der Amplitude erkennen.

In der Fehleranalyseabteilung der Firma Infineon wurde zur Verifikation der Ergebnisse der oben vorgestellten Strommessung eine Zielpräparation durchgeführt. Der in Bild 9.12 dargestellte Querschliff zeigt nochmals den Ausschnitt A aus Bild 9.7. Rechts sind zwei Leiterbahnen an ihrem Endpunkt zu erkennen. Oben ist eine mit dem Rahmen kurzgeschlossene Leiterbahn zu sehen. Dieser Kurzschluss stellt die Ausfallursache für den IC dar. Zum Vergleich ist unter dem Bild der fehlerhaften Leiterbahn ein fehlerfreies Leiterbahnende dargestellt. Man kann deutlich erkennen, dass zwischen Rahmen (unten) und Leiterbahn ein Abstand vorliegt, der im Bild schwarz zu sehen ist.

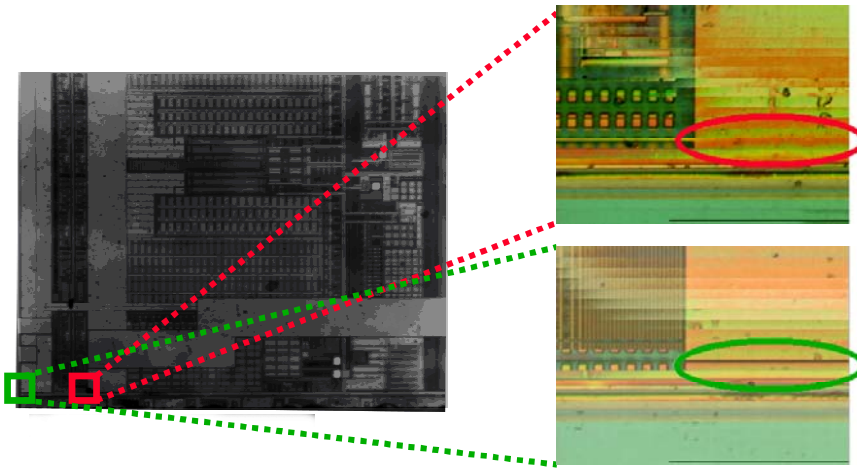


Bild 9.12: Zielpräparation der kurzgeschlossenen Leiterbahn (rot). Zum Vergleich eine gleichartige Leiterbahn, die keinen Kurzschluss aufweist

Somit kann der Fehler, der zum Ausfall des ICs führt, mit Hilfe der hier entwickelten Strommesstechnik eindeutig erkannt und lokalisiert werden.

Mit diesen Strommessungen kann demonstriert werden, dass es möglich ist, Strompfadverfolgungen durchzuführen, selbst wenn die Leiterbahn in tieferen Metallisierungsebenen verläuft.

9.3 Weiterführende Messungen

Durch eine Linienrasterung in Messpunkt MP3 mit verschiedenen Strömen kann beobachtet werden, dass die Kennlinie nicht rein Ohmscher Natur sein kann.

Bei einer Messung des in den IC fließenden Stroms, kann die in Bild 9.13 dargestellte U-I Kennlinie ermittelt werden.

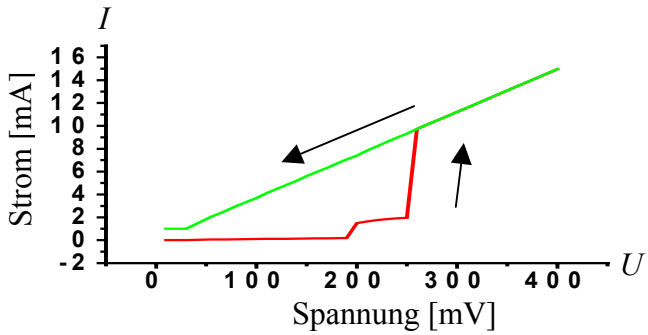


Bild 9.13: Extern gemessene U-I Kennlinie.
Die Pfeile geben die Durchlaufrichtung der Spannung an

Diese Kennlinie wird auch bei einer IC-internen Strommessung mit dem MKM nachgewiesen. Ein entsprechendes Messergebnis, an Messpunkt MP2 gemessen, mit ansteigendem und abnehmendem Strom, ist in Bild 9.14 dargestellt.

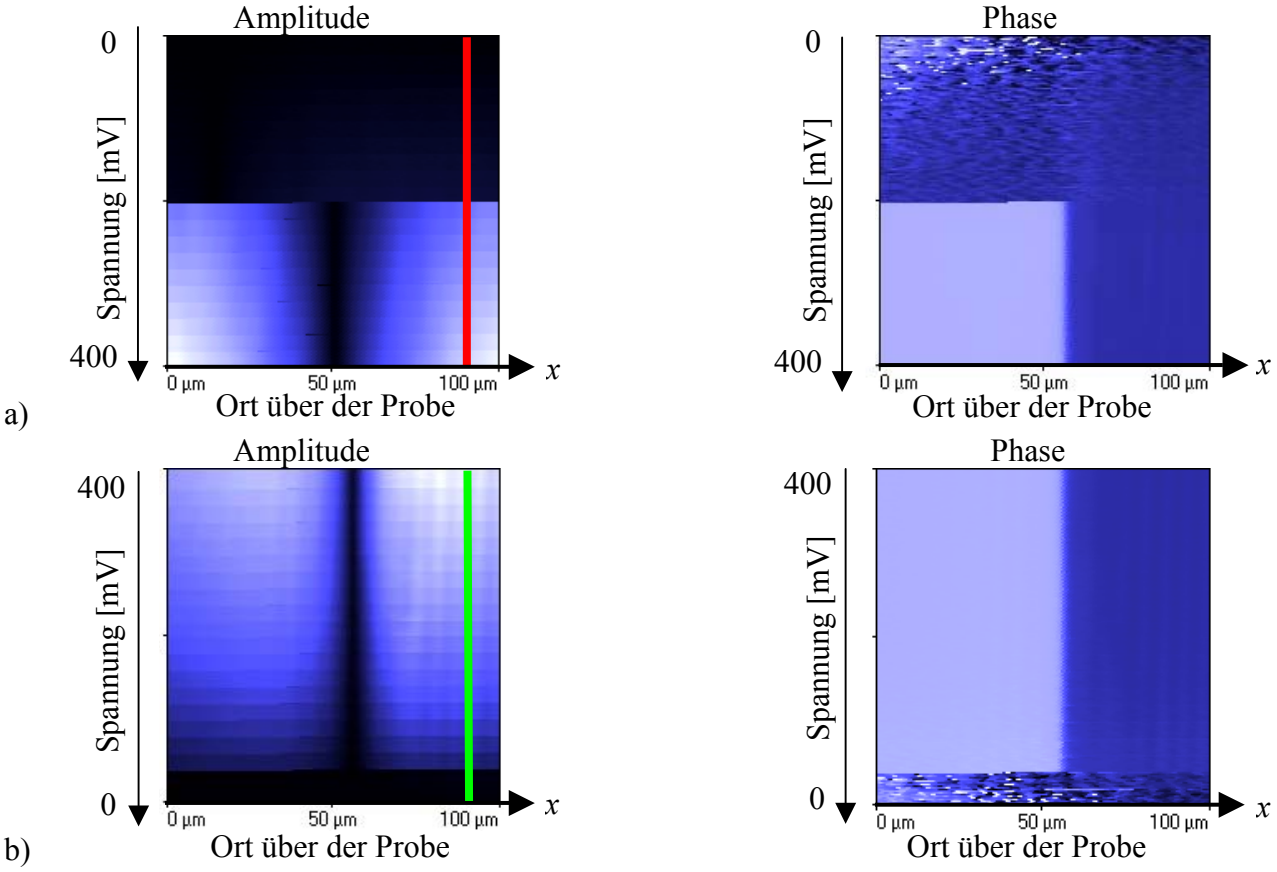


Bild 9.14: Strommessung am Messpunkt MP2 a) abnehmender Strom
b) ansteigender Strom

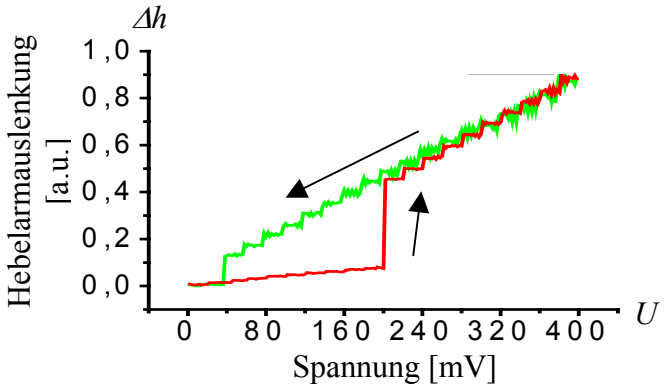


Bild 9.15: Extrahierte Linienrasterung für ansteigenden (rot) und abnehmenden Strom (grün) aus Bild 9.14

In Bild 9.14a ist deutlich zu sehen, dass ein Stromfluss in der hier untersuchten Leiterbahn erst bei ca. U=200 mV deutlich messbar ist. Wie erwartet, steigt der dann einsetzende Strom sprungförmig an. In Bild 9.14b ist bei abnehmender Stromstärke zu erkennen, dass bei ca. U=40 mV noch ein deutlicher Stromfluss nachzuweisen ist.

Mit dieser Strommessung kann demonstriert werden, dass IC-intern die Stromstärke, aufgrund der direkten Proportionalität zwischen Messsignalpegel und dem in einer Leiterbahn fließenden Strom, qualitativ vermessen werden kann. Für eine quantitative Strommessung wäre die Kenntnis aller Parameter erforderlich, siehe Kap. 2. Das ist schon aufgrund des Fehlens einer exakten Höhenkontrolle bei diesem Testsystem und der daraus resultierenden Unkenntnis des exakten Abstandes der Messspitze zur Leiterbahn nicht möglich.

9.4 Strommessungen an einem passivierten IC

Alle beschriebenen Messergebnisse können auch an einem passivierten IC erreicht werden, da die Strommessungen am unpassivierten IC aufgrund der großen Strukturen bei einem sehr großen Arbeitsabstand durchgeführt werden. Es ergibt sich nur eine zu vernachlässigende Beeinflussung der Messverläufe, wie in Bild 9.16 exemplarisch dargestellt.

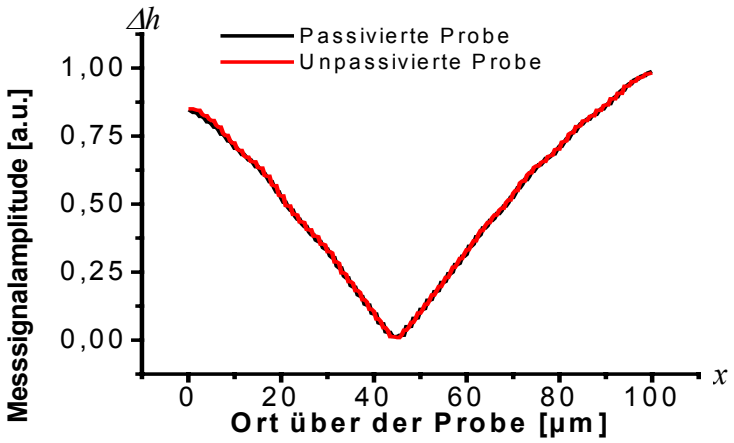


Bild 9.16: Linienrasterungen im Messpunkt MP2 mit Passivierung (rot) und ohne Passivierung (schwarz). Die Messhöhe h ist bei beiden Messungen gleich.

9.5 Zusammenfassung

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass diese Strommesstechnik zur Zeit die einzige Methode darstellt, den hier ermittelten Fehler zu lokalisieren. Die vorangegangene Hot-Spot-Analyse bietet weder die erforderliche Ortsauflösung noch die erforderliche Empfindlichkeit. Auch andere Strommessverfahren führen hier aufgrund der mangelnden Empfindlichkeit zu keinem befriedigenden Messergebnis. Weitere Strommesstechniken, wie sie in der Einleitung beschrieben sind, wie z.B. die Strommesstechnik basierend auf dem Kerr- oder Faraday-Effekt, oder auch die Verwendung von Festplattenköpfen zur Magnetfeldauswertung, könnten unter Umständen vergleichbare Ergebnisse liefern, jedoch bei einem ungleich größeren Aufwand.

10 Ausblick

In den vorherigen Kapiteln wurde eine Strommesstechnik für die Funktions- und Fehleranalyse integrierter Halbleiterbauelemente entwickelt und vorgestellt. Sie erfüllt die in Kap. 1 geforderten Ansprüche in vollem Umfang. Da es sich aber um eine Neuentwicklung handelt, sind Weiterentwicklungen und Verbesserungen unabdingbar. Der zweite, neukonstruierte Messstand bietet hierfür beste Voraussetzungen.

- **Testzugriff**

  Zur Verbesserung des in Kap. 3 und Kap. 9 beschriebenen Testzugriffs mit Hilfe eines steileren Winkels der Messsonde im Bezug zur Probenoberfläche müssen die Messsondendesigns angepasst werden. Dabei ist allerdings zu untersuchen, in wieweit sich die Stromnachweisgrenze verändert.

- **Apparative Verbesserungen**

  Für den neuentwickelten Messaufbau sind noch einige apparative Verbesserungen notwendig. Diese betreffen vor allem die Software und deren Stabilität sowie große Teile der Automatisierung. Durch den vollständig motorisierten Messaufbau wird mit Hilfe von Automatisierungsalgorithmen z.B. das Fokussieren des Lasers auf die Messsonde verbessert. Eine deutliche Vereinfachung und Beschleunigung des Anfahrens eines Messpunktes auf einer Probe ist wünschenswert. Ein großes Zeitproblem, das Ausregeln des Verkippungswinkels zwischen Probe und Rasterebene, sollte durch eine Funktion automatisiert werden.

- **Adaption neuer Messsondenkonzepte in das bestehende Messsystem**

  Ein neues und vielversprechendes Sensorkonzept der Firma Omicron konnte bereits erste Strommessungen zeigen [Neinhys 2001]; es sollte an den neuentwickelten Messstand adaptiert werden. Die Arbeiten hierfür haben schon begonnen.

  Eine weitere Option ist, sofern technisch in reproduzierbarer Qualität herstellbar, die Verwendung von magnetoresistiven (XMR)-Sensoren, die schon beachtliche Erfolge erzielen konnten [Bae 1998]. Auch die Adaption eines SNOM-Messaufbaus kann in Erwägung gezogen werden, wenn Glasfasern mit den geeigneten Spezifikationen verfügbar sind. Hiermit wären aufgrund der sehr kurzen Pulsbreiten heutiger Laser Messungen bis zu einigen THz denkbar.

- **Weiterentwicklung der multifunktionalen Messsonden**

  Die Weiterentwicklung der multifunktionalen Messsonden sollte vorangetrieben werden, wobei auf die Möglichkeit einer industriellen Fertigung zu achten ist, da nur so eine reproduzierbare Qualität in ausreichender Stückzahl realisierbar ist. Mit diesen Messsonden hat man erstmals die Möglichkeit, Strom und Spannung innerhalb eines ICs kontaktlos und beeinflussungsarm zu messen. Eine weitere Verkleinerung des Abstands der Hebelarme zueinander wäre erstrebenswert.

- **Vergrößerung des Rasterbereichs**

  Für die praktische Anwendung ist ein größerer Rasterbereich wünschenswert. Wie in Kap. 2 beschrieben, erkauft man sich diesen im Augenblick jedoch mit geringeren Ortsauflösungen. Außerdem erhöht sich bei einem größeren Rasterbereich auch die Messzeit quadratisch. Eine Lösung könnte hier ein zweistufiges Rastersystem bilden, mit einer großen Rastereinheit für Grobmessungen. An einigen wenigen, selektierten Messstellen kann anschließend mit Hilfe einer zweiten, exakteren Rastereinrichtung erneut gerastert werden.

- **Evaluation der Leistungsgrenzen der Hoch- und Höchstfrequenzmesstechnik**

  Die Leistungsgrenzen der Hoch- und Höchstfrequenzmesstechnik aus Kap. 6 sind ausgiebig zu untersuchen. Hierbei ist die Evaluation der Eignung weiterer kommerzieller, aber auch sonderangefertigter Messsonden mit neuen Materialien durchzuführen. Der Untersuchung der Werkstoffeigenschaften kommt besondere Bedeutung zu, um ein optimales magnetisches Material für die Messsonden zu finden. Großer Wert sollte hierbei auf die Untersuchung der Frequenzeigenschaften des Materials gelegt werden. Somit kann die Abhängigkeit der magnetischen Kraft über die Frequenz ermittelt und Aussagen über die Qualität des in der Leiterbahn fließenden Stroms können getätigt werden.

- **Simulationen**

  Die wichtigste Aufgabe besteht in der Erstellung einer multiphysikalischen Simulation, unter Berücksichtigung mechanischer und elektromagnetischer Kräfte. Sie bildet die Basis für ein tiefergehendes Verständnis der Vorgänge bei Strommessungen an komplexen Leiterbahnstrukturen. Hierin sollten neben den oben erwähnten Werkstoffeigenschaften und den magnetischen Feldern ebenso die mechanischen Probleme, z.B. der Winkel der Messsonde im Bezug zur Probenoberfläche, einbezogen

werden. Die Beachtung der in der Arbeit vorgestellten Modellerweiterungen ist unerlässlich. Ohne diese Simulation sind Strommessungen an dicht neben- und untereinander liegenden Leiterbahnen sehr schwer zu interpretieren. Vorstellbar sind hier Rückrechenalgorithmen, die nach einer automatisierten Kalibrierungsmessung durch Strommessungen in unterschiedlichen Rasterhöhen den im IC fließenden Strom quantitativ errechnen.

- **Quantitative Strommessung**

  Zur Entwicklung einer quantitativen Strommessung kommen mehrere Möglichkeiten in Betracht. Die einfachste Möglichkeit ist es, mit Hilfe einer durch eine Kalibrierungsmessung generierte Eichkurve die Stromstärke zurückzurechnen.

  Denkbar ist auch ein angelegtes, definiertes Magnetfeld, mit dem die Kraft auf die Messspitze kompensiert wird. Dabei könnten über die Messung des für die Kompensation erforderlichen Magnetfeldes Rückschlüsse auf die Größe des in der Leiterbahn fließenden Stroms gezogen werden. Hierbei stellt sich jedoch das Problem des Übersprechens einzelner Leiterbahnen, wie es in Kap. 9 bereits bei der Ortsauflösung diskutiert wurde.

- **Untersuchung digitaler Signale**

  Zur Analyse digitaler Signale ist zweifelsohne die Kenntnis der Spannungszustände von hoher Priorität. Aber auch die Messung des beim Schalten der Transistoren fließenden Stroms ist von Bedeutung. Eine Untersuchung, in wieweit digitale Signale mit diesem Testsystem analysiert werden können, steht noch aus. Bei harmonischen Signalen, wie dem Taktsignal, kann auf Grund des Tiefpassverhaltens der Messsonde auf jeden Fall die erste Oberwelle gemessen werden. Jedoch ist bei komplexen Bitfolgen augenblicklich noch keine Aussage über die Qualität der zu erwartenden Messergebnisse zu treffen.

- **Detaillierte Untersuchung des Übersprechens an mehreren geschalteten Leiterbahnen**

  Eine genauere Betrachtung des bereits erwähnten Übersprechens, und der dadurch geringen Ortsauflösung bei dicht nebeneinander fließenden Strömen, sollte erfolgen. Hierbei könnte eine Modifikation der Messsonde, wie in Kap. 7 beschrieben, eine deutliche Verbesserung bringen.

- **Minimierung der effektiven Rasterhöhe**

  Die effektive Rasterhöhe ist entscheidend für eine Verbesserung der Messergebnisse. Sowohl die Ortsauflösung als auch die Stromnachweisgrenze würden von einer Minimierung deutlich profitieren. Erreicht werden kann diese Minimierung, neben einem Neudesign der Messsonde, durch sehr geringe Rasterhöhen. Hierfür sind ein extrem stabiler Messaufbau und sehr gute thermische Rahmenbedingungen erforderlich. Eine weitere Möglichkeit, dichter an die Probenoberfläche zu gelangen, ohne einen Topografieeinfluss zu messen, ist die Eliminierung des auf jeder Oberfläche befindlichen Wasserfilms. Hierfür müsste der Messaufbau im Vakuum betrieben werden, was wegen der schlechten Erreichbarkeit der Probe und dem hohen technischen Aufwand wenig wünschenswert ist. Als Alternative bietet es sich an, eine spezielle Messkammer mit Gasen zu fluten, bei denen dieser Film nicht vorhanden ist.

- **Entwicklung einer optimalen Strommesssonde**

  Wie bereits mehrfach erwähnt, ist die Entwicklung einer neuen Messsonde, die speziell für die Belange der Strommessung konzipiert wird, erstrebenswert. Die Anforderungen sind in Kap. 7 dargestellt.

11 Zusammenfassung

Die immer komplexer werdenden ICs und die immer kürzeren Entwicklungszyklen verlangen nach einer schnellen und präzisen Funktions- und Fehleranalyse. Ziel ist das schnelle und zuverlässige Auffinden auftretender Fehler und somit die kostengünstige Fehlerbehebung. Viele etablierte Messtechniken stoßen aufgrund der sinkenden Strukturbreiten und der steigenden Taktfrequenzen an ihre Grenzen. Die Entwicklung neuer Messtechniken, die dem Testingenieur ermöglichen, eine Vielzahl physikalischer Größen zu messen, ist folglich unabdingbar. Zur Strommessung an aktuellen Leiterbahnstrukturen von unter b_L=1 µm Breite, mit Frequenzen im GHz-Bereich und bei Strömen unter I=1 mA existiert zur Zeit kein Messsystem.

Ziel der hier vorliegenden Arbeit war daher die Entwicklung einer, auf die Belange der Funktions- und Fehleranalyse abgestimmten Strommesstechnik. Hierzu wurde vorab, basierend auf einem kommerziellen Rasterkraftmikroskop, ein Testsystem realisiert. Ein zweites Testsystem wurde im Rahmen der Arbeit entwickelt, das viele Detaillösungen bietet, welche die Handhabung in der Praxis deutlich verbessern und somit den Schritt hin zum professionellen Anwender ermöglichen. Beide Testsysteme unterscheiden sich nicht in ihrer prinzipiellen Arbeitsweise und der Größenordnung ihrer Leistungsdaten. Die der Testsysteme zugrunde liegende Strommesstechnik wurde bezüglich ihrer Leistungsdaten charakterisiert und ihre Einsetzbarkeit durch Messungen demonstriert.

Zur Realisierung wurde nach der Vorstellung der Rasterkraftmikroskopie und den Grundlagen der Magnetkraftmikroskopie eine Einführung in das entwickelte Dipolmodell gegeben. Anschließend folgte die Darstellung grundlegender Messtechniken des Magnetkraft-mikroskops und die Erläuterung der darauf basierenden Strommesstechnik. Eine Abschätzung an realen Bauelementgeometrien zeigte, dass aufgrund der relativ großen effektiven Rasterhöhe für die Evaluation der in dieser Arbeit entwickelten Strommesstechnik eine vereinfachte Annahme einer masselosen, punktförmigen Leiterbahn zugrunde gelegt werden konnte. Die Diskussion möglicher Realisierungsformen einzelner Baugruppen eines Magnetkraftmikroskops, sowie unterschiedlicher Messsondendesigns im Hinblick auf ihre Eignung zur Strommessung schloss sich an.

Praktisch wurden zwei Testsysteme entwickelt, die sich in Ihrer Funktionsweise nicht unterschieden. Das erste Testsystem bestand hauptsächlich aus einem kommerziellen Rasterkraftmikroskop. Einige apparative Erweiterungen ermöglichten den Einsatz zur

kontaktlosen Messung von Strömen. Parallel zum Aufbau des zweiten Testsystems wurde mit dem ersten Testsystem die Charakterisierung dieser Messtechnik vollzogen.

Das neu entwickelte Testsystem schließt vor allem Probleme, wie die schlechte Handhabung, welche die Messungen sehr langwierig gestaltet, und die mangelnde Adaptionsfähigkeit neuer Komponenten oder Messsonden aus. Zu nennen sind hier, neben den in Kap. 7 vorgestellten multifunktionalen Messsonden, neue Sondenkonzepte, wie beispielsweise der Nadelsensor. Das neuentwickelte Testsystem konnte außerdem durch eine Verbesserung der Empfindlichkeit der Detektionseinheit überzeugen. Breit angelegte Serienuntersuchungen konnten aber aufgrund softwaretechnischer Probleme noch nicht durchgeführt werden. Eine deutliche Abweichung der Messergebnisse von denen des ersten Testsystems konnte nicht festgestellt werden. Es war jedoch weltweit erstmals möglich, Strom und Spannung simultan mit den im Rahmen der Arbeit entwickelten, multifunktionalen Messsonden zu messen. Die Automatisierungsarbeiten sind allerdings noch nicht abgeschlossen.

Messtechnisch wurden zunächst einige kommerziell verfügbare MKM-Messsonden im Hinblick auf ihre Verwendbarkeit bei der Strommessung untersucht. Es stellten sich zwei Messsondentypen als die geeignetsten heraus. Eine Messsonde der Firma MDT besitzt die größte Empfindlichkeit. Eine Messsonde der Firma Nanosensors weist aufgrund deutlich kleinerer Messspitzenradien von R_0=10 bis R_0=15 nm die beste Ortsauflösung bei der Messung an kleinen Leiterbahnen auf.

Eine neuartige Gleichstrommesstechnik konnte ebenfalls erstmalig vorgestellt werden, wenngleich nur bestimmte Bauelemente, mit geringen kapazitiven oder induktiven Komponenten, untersucht werden konnten. Mit ihr ist es möglich, die Empfindlichkeit der Gleichstrommessung von I=15 mA mit Standard-Messsonden auf einige I=10 µA zu verbessern. Somit hat man erstmals die Möglichkeit, in der Größenordung von Leckströmen einzelner Transistoren, die bei I=1 bis I=10 µA liegen, Ströme zu messen.

Erstmals konnte im Rahmen der Arbeit auf Basis des bestehenden Dipolmodells eine Weiterentwicklung im Hinblick auf eine Hochfrequenzmesstechnik vorgestellt werden. Parallel zu dieser Arbeit bestätigten auch andere Gruppen die hier gezeigten Modell-erweiterungen zur Messung hochfrequenter Magnetfelder. Die Grundlage war geschaffen, erstmals hochfrequente Ströme mit dem Magnetkraftmikroskop zu detektieren. Dies war eine entscheidende Voraussetzung für die Anwendung der hier vorgestellten Strommesstechnik in der Funktions- und Fehleranalyse. Die Demonstration von Strommessungen mit Frequenzen von über f=4 GHz gelang hier weltweit erstmals. Dieser Wert stellt derzeit auch die größtmöglichen, hochfrequenten Magnetfeldmessungen dar.

Ausführliche Reihenuntersuchungen des Testsystems zeigten einige erwartete und einige unerwartete Einflüsse auf die Strommessung. So konnte die zu erwartende lineare Abhängigkeit der Messgröße im Bezug zur Kraft messtechnisch belegt werden. Das Aufzeigen des großen Einflusses der Rasterhöhe anhand von Messungen, und die Demonstration der Problematik der Ortsauflösung und der Empfindlichkeit war möglich. Der Einfluss der Federrate des Hebelarms auf die Strommessung konnte messtechnisch, wie nach dem Dipolmodell erwartet, belegt werden. Neben diesen Strommessungen zur Verifizierung des Dipolmodells, gelang auch die Entdeckung neuer störender Effekte wie der Spannungseinfluss oder der Einfluss der Hebelarmbeschichtung auf die Strommessung. Diese wurden theoretisch anhand von Modellerweiterungen erklärt und messtechnisch verifiziert. Daran schloss sich die Diskussion einiger Alternativen zur Eliminierung dieser Effekte an. Die am sinnvollsten erscheinenden Möglichkeiten kamen zur Realisierung, und mit ihrer Hilfe konnte sowohl eine Lösung für das Problem des Hebelarmeinflusses als auch für den Spannungseinfluss vorgestellt werden.

Anhand von Strommessungen gelang die Demonstration einer Stromnachweisempfindlichkeit dieser neu entwickelten Strommesstechnik auf unter I=2 µA. Die messtechnisch realisierten Hochfrequenzmessungen, mit einer deutlich geringeren Stromnachweisempfindlichkeit von immer noch kleiner I=1 mA, konnten auf über f=4 GHz ermittelt werden. Die Gleichstrommessung mit Standard-Messsonden konnte um den Faktor 1500 auf etwa I=10 µA verbessert werden, ebenso die Ortsauflösung an einer beschalteten Leiterbahn mit b_L=100 nm. Bei der Auflösung zweier Ströme, die nebeneinander fließen, konnte erstmals noch bei einem Abstand von h=2 µm eine Auflösung der Einzelströme demonstriert werden.

Abschließend belegte die entwickelte Messtechnik ihre hervorragende Eignung anhand eines konkreten Beispiels. Der IC der Firma Infineon zeigte einen Kurzschluss zwischen der Versorgungsspannung und der Masse. Anschließende Untersuchungen konnten den hier aufgedeckten Fehler bestätigen. Zur Zeit exsistiert kein kommerzielles Testsystem, mit dem die Lokalisierung des Kurzschlusses möglich gewesen wäre.

Die hier entwickelte Strommesstechnik ist aufgrund der demonstrierten Leistungsdaten und ihrer vielfältigen Möglichkeiten hervorragend für eine kontaktlose, schaltungsinterne Funktions- und Fehleranalyse heutiger und zukünftiger ICs geeignet.

12 Literaturverzeichnis

[Albrecht 1988] T.R. Albrecht, „Imaging and modification of polymers by scanning tunnelling and atomic force microscopy", J. Appl. Phys. 64 (3), 1.08.1988

[AMD 1999] Prozessor-Roadmap AMD 1999

[AMD 2002] Prozessor-Roadmap AMD 2002

[Babcock 1996] K. L. Babcock et al., „Field-dependence of microscopic probes in magnetic force microscopy", Appl. Phys. Lett., Vol. 69, S. 705, 1996

[Bae 1998] S. Bae et al., „A new test method for contactless quantitative current measurement via scanning magneto-resistive probe microscopy", Microelectronics Reliability 38, S. 969, 1998

[Bae 2000] S. Bae et al., „Contactless current detection at megahertz band width via implementation of the heterodyne mixing technique", Proc. of 3rd International Conference and Exibition Micro Materials MicroMat 2000, Berlin, 2000

[Bangert 2001] J. Bangert, „Entwicklung eines schaltungsinternen Rastersonden-Spannungs-Testverfahrens", Dissertation Universität Duisburg, 2001

[Bartzke 1993] K. Bartzke et al., „The needle sensor -a micromechanical detector for atomic force microscope", Int. J. Optoelectron, Vol. 8, S. 669, 1993

[Binning 1986] G. Binning, „Atomic force microscopy", Phys. Rev. Lett., Vol. 56, S. 930, 1986

[Blume 1994] S. Blume, „Theorie elektromagnetischer Felder", Hüthing, Heidelberg, 1994

[Bludau 1998] W. Bludau, „Lichtwellenleiter in Sensorik und optischer Nachrichtentechnik", Berlin Springer, 1998

[Born 2000] A. Born, „Nanotechnologische Anwendungen der Rasterkapazitäts-mikroskopie und verwandter Rastersondenmethoden", Dissertation Universität Hamburg, 2000

[Böhm 1995] C. Böhm, „Elektrische Charakterisierung mikroelektronischer Bauelemente mittels der Rasterkraftmikroskopie", VDI Düsseldorf, Reihe 8, Nr. 524, 1995

[Braun 1990] M. Braun, „Theoretische Grundlagen der Mechanik", Vorlesung Universität Duisburg, Studienrichtung Elektrotechnik, 1990

[Bridges 1992] G.E. Bridges et al., „High-frequency circuit characterization using the AFM as a reactive near field probe", Ultramicroscopy, S.42, 1992

[Brockhaus 1996] Brockhaus, „Brockhaus, Die Enzyklopädie" Leipzig, Mannheim, 20. überarb. und aktualisierte Aufl., 1996

[Bronstein 1997] I.N. Bronstein, „Taschenbuch der Mathematik", Frankfurt/Main, Verlag Harri Deutsch, 1997

[Budka 1995] T.P. Budka, „A Microwave Circuit Electric Field Imager", IEEE MTT-S Diegest, S.1139, 1995

[Burnham 1991] N.A. Burnham et al., „Force Microscopy", VCH Publisher, 1991

[Campbell 1994] A.N. Campbell et al., „Magnetic force microscopy/ current contrast imaging: A new technique for internal current probing of ICs", Microelectronic Engineering, Vol.24, Nr.1-4, 11-22, 1994

[Cappella 1999] B. Cappella et al., „Force-distance curves by atomic force microscopy", Surf. Sci. Rep., Vol. 34, S. 1, 1999

[Chappell 2002] J. Chappell, „Teradyne Flexes its Muscle", Electronic News, 3/20/2002, http://www.e-insite.net/electronicnews/

[ChipPac 2002] „China Grants ChipPac Premier Customs Classification", Electronic News, 11/7/2002, http://www.e-insite.net/electronicnews/

[Coherent 2000] Produktkatalog Coherent, „The Cathalog for Laser and Photonics Applications", 2000

[Courtois 1993] B. Courtois, „CAD and Testing of ICs and systems. Where are we going?", TIMA Labouratorys, 1993

[den Boef 1990] den Boef et al., „Preparation of magnetic tips for a scanning force microscope", Appl. Phys. Lett., Vol. 56, S. 2045, 1990

[DI 1998] DI Produktkatalog, „ DI Advanced", 1998

[EG&G 2001] EG&G Produktkatalog, 2001

[Elezzabi 1996] A. Y. Elezzabi et al., „Ultrafast magneto-optic sampling of picosecond current pulses", Appl. Phys. Lett., Vol. 68, S. 3546, 1996

[Ericksen 1987] J.L. Ericksen et al., „Theory and Applications of liquid Crystals", Springer Verlag, New York, 1987

[Fehr 1992] J. Fehr et al., „Electron beam testing of monolithic integrated micro- and millimeterwave circuits", Microelectronic Engineering, Vol. 16, S. 165, 1992

[Gao 1995] Y. Gao, „A miniature magnetic field probe for measuring fields in planar high-frequency circuits", IEEE MTT-S Digest, S. 1159, 1995

[Gao 1997] Y. Gao, „A near field measurement system for measuring electric and magnetic fields in planar high-frequency circuits", Dissertation Universität Duisburg, 1997

[Gelnovatch 1991] V.G. Gelnovatch, „Prognostications from the edge", Microwave Journal, Nr. 5, S. 26, April 1991

[Goel 1992] J. Goel, „Enraging technologies", IEEE MTT-S Newsletter, Vol. 5.5, Springer, 1992

[Gotszalk 1998] T. Gotszalk et al., „Fabrication of multipurpose piezoresistive Wheatstone bridge cantilevers with conductive microtips for electrostatic and scanning capacitance", J. Vac. Sci. Technol. B, Vol. 16, S. 3948, 1998

[Göddenhenrich 1990] Göddenhenrich et al., „Magnetic force microscopy of domain wall stray fields on single-crystal iron whiskers", Appl. Phys. Lett., Vol. 56, S. 2578, 1990

[Göddenhenrich 1990] Göddenhenrich et al., „Probe calibration in magnetic force microscopy", Appl. Phys. Lett., Vol. 57, S. 2612, 1990

[Grütter 1990] P. Grütter et al., „10-nm resolution by magnetic force microscopy on FeNdB", J. Appl. Phys., Vol. 67 (3), S. 1437, Feb. 1990

[Hammer 1975 a] D.Hammer, „Elektronische Messung verrauschter Signale", G-I-T Fachz. Lab, 19. Jahrgang, S. 413, Mai 1975

[Hammer 1975 b] D.Hammer, „Elektronische Messung verrauschter Signale", G-I-T Fachz. Lab, 19. Jahrgang, S. 780, Sep 1975

.

[Hammer 1975 c] D. Hammer, „Elektronische Messung verrauschter Signale", G-I-T Fachz. Lab, 19. Jahrgang, S. 881, Okt 1975

[Hartmann 1989] U. Hartmann, „The Point Dipole Approximation In Magnetic Force Microscopy", Phys. Lett. A, Vol. 137, S. 475, 1998

[Hartmann 1994] U. Hartmann, „Advances In Electronics and Electron Physics" Academic Press Inc., Vol. 87, S. 49, 1994

[Hartmann 1999] U. Hartmann, „MAGNETIC FORCE MICROSCOPY", Annu. Rev. Mater. Sci., Vol. 29, S. 53, 1999

[Hartmann 2000] C. Hartmann, „Auswahl und Adaption eines Detektionssystems für die Hebelarmauslenkung in einem Rasterkraftmikroskop-Test-System“, Studienarbeit Universität Duisburg, 2000

[Helmreich 1992] K. Helmreich, „Entwurfsgesteuerte Fehleranalyse in gemischten analog-digitalen Hochgeschwindigkeitsschaltungen durch Spannungs- und Strommessungen mit einem Elektronenstrahltest“, Dissertation Universität Erlangen-Nürnberg, 1992

[Hou 1992] A.S. Hou et al., „Picosecond Electrical Sampling Using A Scanning Force Microscope”, Electronic Letters, Vol. 28, Nr. 25, 1992

[Howland 1997] R. Howland et al., „A Practical Guide to Scanning Probe Microscopy“, Park Scientific Instruments, 1997

[HP 1978] Bedienungsanleitung des Synthesizers HP 3325a, 1978

[Hütte 1996] H. Czichos, „Die Grundlagen der Ingenieurwissenschaften“, 30. Auflage, Herausgeber: Akademischer Verein Hütte e.V., Berlin, Springer Verlag, 1996

[Ileri 2001] N. Ileri, „Untersuchung und Deutung des Hebelarmeinflusses auf die lokale Strommessung in integrierten Schaltungen mit Hilfe des Magnetkraftmikroskops“, Studienarbeit Universität Duisburg, 2001

[Intel 1999] Prozessorroadmap Intel 1999

[Intel 2000] Pressemitteilung 11.12.2000

[Intel 2002] Prozessorroadmap Intel 2002

[Isenbart 2001] J. Isenbart et al., „Physical Principles of Scanning Capacitance Microscopy", Appl. Phys. A, Vol. 72, S. 243, 2001

[Israelachvili 1992] J. Israelachvili, „Intermolecular and Surface Forces", 2nd Ed., Academic Press Inc., New York, 1992

[Itoh 1996] T. Itoh et al., „Self-excited force-sensing microcantilevers with piezoelectric thin films for dynamic scanning force microscopy", Sensors and Actuators, Vol. 54, S. 477, 1996

[Klipstein 1997] D. L. Klipstein, „Auf dem Weg zur Nano-Entwicklung", VDI-Nachrichten, Nr.3, 1997

[Knapp 1997] K. H. Knapp, „Chip-Fertiger stoßen an atomare Grenzen", VDI-Nachrichten, Nr.3, 1997

[Koutsos 1994] V. Koutsos et al., „Atomic Force Microscopy and Real Atomic Reasolution. Simple Computer Simulations.", Europhys. Lett., Vol. 26, Nr. 2, S. 103, 1994

[Krieg 1999] K. Krieg et al., „Electrical Probing of Deep Sub-Micron ICs Using Scanning Probes", ISTFA proceedings 1999, http://www.suss.com/products/prober/istfa_99-pap.pdf

[Kubalek 2000] E. Kubalek, „Werkstoffe der Elektrotechnik 2", Vorlesungsskript, Universität Duisburg, FB 9-WET, 2000

[Küpfermüller 1990] K. Küpfermüller, „Einführung in die theoretische Elektrotechnik“, Springer Verlag, 1990

[Lemke 1990] H. Lemke et al., „Improved microtips for scanning probe microscopy“, Rev.Sci. Instrum., Vol. 61, S. 2538, 1990

[Lennard 1932] J.E. Lennard-Jones, „Processes of absorption and diffusion on solid particles“, Trans. Faraday Soc., Vol. 28, S. 333, 1932

[Leutfeld 2002] H. Leutfeld, „Untersuchungen zur Ortsauflösung bei der schaltungsinternen Strommessung mit der Magnetkraftmikroskopie an parallelen Leiterbahnen“, Studienarbeit Universität Duisburg, 2002

[Leyk 1998] A. Leyk, „Entwicklung eines Hochfrequenz-Rasterkraftmikroskop-Testsystems für die Untersuchung von Hochfrequenzbauelementen und -schaltungen", VDI Verlag Düsseldorf, Reihe 8, Nr. 694, 1998

[Linnemann 1995] R. Linnemann et al., „Characterization of a cantilever with an integrated deflection sensor“, Thin Solid Films, Vol. 264, S. 159, 1995

[Liu 1999] Q. Liu et al., „Structural properties of MOVPE-grown ZnSe studied by X-ray diffractometry, atomic force microscopy and electron microscopy", Journal of Crystal Growth 197, S. 507, 1999

[Lohau 1999] J. Lohau et al., „Quantitative determination of effective dipole and monopole moments of magnetic force microscopy tips”, J. appl. Phys., Vol. 86, S. 3410, 1999

[Long 2002] M. Long, „Fujitsu Rolls New Cell Series for Networking Wireless Designs", Electronic News, 3/26/2002, http://www.e-insite.net/electronicnews/

[Löhndorf 1996] M. Löhndorf et al., „Domain Structure of Co/Pt Multilayers studied by Magnetic Force Microscopy", J. Vac. Sci. Technol. B, Vol. 14, S. 1214, 1996

[Löhndorf 1997] M. Löhndorf, „Untersuchung mikromagnetischer Eigenschaften dünner Schichten mit dem Magnetkraftmikroskop", Dissertation Universität Hamburg, 1997

[Mamin 1989] Mamin et al., „Magnetic force microscopy of thin Permalloy films", Appl. Phys. Lett., Vol. 55, S. 318, 1989

[Marcus 1990] R.B. Marcus, „Measurement of high-speed signals in solid State devices", Semiconductors and semimetals, Vol. 28, Academic Press Inc., 1990

[Martin 1987] Y. Martin et al., „Magnetic imaging by force microscopy with 1000 A resolution", Appl. Phys. Lett., Vol. 50, Nr. 20, S. 1455, 1987

[Mattheis 1999] R. Mattheis et al., „Determination of the anisotropy field strength in ultra-thin magnetic films using longitudinal MOKE and a rotating field: the ROTMOKE method", J. Magn. Mater., Vol. 205, S. 143, 1999

[MDT 1999] Produktkatalog 1999 der Firma Silicon MDT

[MDT 2001] Produktkatalog 2001 der Firma Silicon MDT

[Menzel 1983] E. Menzel et al., „Fundamentals of electron beam testing of integrated circuits", Scanning 5, S. 103, 1983

[Mertin 1994] W. Mertin, „Kontaktloses Testen monolithisch integrierter Mikrowellenschaltungen mit der direkten elektrooptischen Testtechnik", VDI Düsseldorf, Reihe 8, Nr. 425, 1994

[Meyer 1992] E. Meyer et al., „Scanning Force Microscopy (SFM)", Scanning Tunneling Microscopy II, Surface Science, Vol. 28, Springer Verlag Berlin, S. 99, 1992

[Minne 1995] S.C. Minne et al., „Parallel atomic force microscopy using cantilevers with integrated piezoresistive sensors and integrated piezoelectric actuators", Appl. Phys. Lett., Vol. 67, S. 3918, 1995

[Nanosensors 2000] Nanosensors, Produktkatalog Edition 2000

[Nanosensors 2001] Nanosensors, Produktkatalog Edition 2001

[Neinhys 2001] M. Neinhys, „Kontaktlose Strom- und Spannungsmessungen mit dem Nadelsensor", Studienarbeit Universität Duisburg, 2001

[Ney 2000] C. Ney, „Entwicklung und Aufbau eines eigenständigen Rasterkraftmikroskop-Testsystems zur Spannungs- und Strom-messung an integrierten Schaltkreisen", Diplomarbeit Universität Duisburg, 2000

[Nikawa 1998] K. Nikawa et al., „Near-field-optical-probe induced resistance-change-detection (NF-Obirch) method for identifying defects in Al and TiSi interconnects", Microelectronics Reliability, Vol. 38, S. 833, 1998

[Nikawa 2000] K. Nikawa, „IR-OBIRCH analysis systemμAMOS-200", Produkt-katalog Hamamatsu, 2000

[Ohnesorge 1993] F. Ohnesorge et al., „True Atomic Resolution by Atomic Force Microscopy Through Repulsive and Attractive Forces", Science, Vol. 260, S. 1451, 1993

[Omicron 2000] Omicron Newsletter, „UHV 4-PROBE For Nano-Devices", Vol. 4, Nr.1, 2000, http://www.omicron.de/newsletter/Nlt1_00.pdf

[Oral 1996] A. Oral et al., „Scanning Hall probe microscopy of superconductors and magnetic materials", J. Vac. Sci. Technol., Vol. 14 (2), S. 1202, 1996

[Oriel 2000] Produktkatalog der Firma Oriel, 2000

[PI 2000] Produktkatalog der Firma Physics Instruments, 2000

[PI 2001] Produktkatalog der Firma Physics Instruments, 2001

[Picart 1990] B. Picart et al., „Internal Non Contact Testing Method Using Ferroelectric Liquid Crystals", Microelectronic Eng., Vol. 12, S. 149, 1990

[Pohl 1995] D.W. Pohl, „Near-field optics: light for the world of nano-scale science“, Thin solid Films, Vol. 264, S. 250, 1995

[Pratzer 2001] M. Pratzer et al., „Atomic-scale magnetic domain walls in quasi-one-dimensional Fe nanostripes”, Phys. Rev. Lett., Vol. 87, S. 127201, 2001

[Pretorius 1997] M. Pretorius et al., „Transverse magneto-optical Kerr effect of Fe at the Fe 3*p* threshold”, Phys. Rev., Vol. 55, S. 14133, 1997

[Proksch 1999] R. Proksch et al., „Maesuring the gigahertz response of recording heads with the magnetic force microscope“, App. Phys. Lett., Vol. 74, Nr. 9, S. 1308, 1999

[Rajsuman 1995] R. Rajsuman, „IDDQ-Testing for CMOS VLSI”, Artech House Inc., 1995

[Richter 1992] H. Richter, „Test Chip for the Characterization of Electron Beam Measurement Systems”, Microelectronic Engeneering, Vol. 16, S. 225, 1992

[Robrock 1990] K.H. Robrock, „Rasterkraftmikroskopie“, IFF Bulletin Forschungszentrum Jülich, Vol. 37, 1990

[Sarid 1991] D. Sarid, „Scanning Force Microscopy with Applications to Electric, Magnetic and Atomic Forces“, Oxfort Series in Optical Imaging Science, Oxfort Press, New York, Editors: M. Lapp, H. Stark, 1991

[Saurenbach 1990] F. Saurenbach et al., „Imaging of ferroelectric domain walls by force microscopy“, Appl. Phys. Lett., Vol. 56, 1990

[Schöttler 1994] M. Schöttler et al., „Die Messgenauigkeit begrenzende Fehler beim Elektronenstrahltest an mikroelektronischen Schaltungen“, Dissertation Universität Duisburg, 1994

[Schönenberger 1990] Schönenberger et al., „Observation of Single Charge Carriers by Force Microscopy“, Phys. Rev. Lett., Vol. 65, S. 3162, 1990

[Schwarz 2000] U.D. Schwarz et al., „Atomic resolution in scanning force microscopy: Concepts, requirements, contrast Mechanisms, and image Interpretation”, Phys. Rev. B, Vol. 62, S. 13089, 2000

[SIA 1997] International Technology Roadmap for Semiconductors 1997 Edition

[SIA 1999] International Technology Roadmap for Semiconductors 1999 Edition

[Sietmann 1995] R. Sietmann, „Kleiner, feiner, zuverlässiger“, VDI-Nachrichten, Nr. 17, 1995

[Sokolov 1994] I.Y. Sokolov, „On the limits of spectroscopic ability of AFM and the interaction between AFM Tipp and a sample”, Surface Science, Vol. 311, S. 287, 1994

[Sonden 1992] J.M. Sonden et al., „IDDQ-Testing: A Review“, J. Electronic Testing: Theory and Applications, Vol. 3, 1992

[Stöcker 1998] H. Stöcker, „Taschenbuch der Physik“, 3. Auflage, Verlag Harri Deutsch, 1998

[Sueoka 1991] K. Sueoka, et al., „Study of tip magnetization behaviour in magnetic face microscope”, J. Vac. Sci. Technol. Vol. 9 (2), S. 1313, 1991

[Taschner 1993] P. Taschner, „Konzeption und Aufbau eines Rasterkraftmikroskop-Test-Systems zur elektrischen Charakterisierung von integrierten Bauelementen“, Diplomarbeit Universität Duisburg, 1993

[Thompson 1998] S. Thompson, „MOS Scaling: Transistor Challenges for the 21st Century“, Intel Technology Journal, 3.Quartal 1998 http://www.intel.com/technology/itj/q31998/pdf/trans.pdf

[Topometrix 1997] Benutzerhandbuch Topometrix Accurex 1997

[TSMC 2002] „SOC Ziat MoSys, TSMC Partner for 90nm-based 1T-SRAM”, Electronic News, 3.29.2002, http://www.e-insite.net/electronicnews/

[van den Berg 1996] H. A. M. van den Berg et al., „GMR angle detector with artificial antiferromagnetic subsystem (AAF)“, J. Magn. Mater., Vol. 165, S. 524, 1996

[Vanderlinde 2000] W.E. Vanderlinde et al., „Localizing Power to Ground Shorts in a Chip-First MCM by Scanning SQUID Microscopy“, IEEE 38th Annual International Reliability Physics Symposium, San Jose, 2000

[Wehner 2001] A. Wehner, „Bestimmung der Gleichstromstärke in integrierten Schaltungen mittels Magnetkraftmikroskopie“, Diplomarbeit Universität Hamburg, 2001

[Wende 1999] U. Wende, „Modellierung und Testverfahren für CMOS-kompatible Fluxgatesensoren mit planaren weichmagnetischen Kernen“, Dissertation Universität Duisburg, 1999

[Wittpahl 2000] V. Wittpahl, „Entwicklung einer elektrischen Rasterkraft-mikroskopie-Messtechnik zur quantitativen Bestimmung von Gleich- und Wechselspannungen bis über 100 GHz in integrierten und mikroelektrischen Schaltungen", Dissertation Universität Duisburg, 2000

[Wolf 1997] I. Wolf, „Maxwellsche Theorie”, Springer Verlag Berlin, 4. Auflage, 1997

[Zimmer 1999] G. Zimmer, „Integrierte Schaltungen 1“, Vorlesungsskript, Fraunhofer Institut Duisburg, 1999